THESE

PRESENTEE

A LA FACULTE DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITE DE PARIS VII

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

par

Vsevolod GOURSKY

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE DE PRECISION DESTINE A LA SPECTROMETRIE NUCLEAIRE

Soutenue le 18 décembre 1971 devant la Commission d'Examen

M.	A.	BLAQUIERE	Président
Melle	H.	BESTOUGEFF	
M.	P.	DEBRAINE	Examinateurs
M.	J.	POTTIER	
M.	H.	GUILLON	Membre invité

T H E S E

PRESENTEE

A LA FACULTE DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITE DE PARIS VII

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

par

Vsevolod GOURSKY

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE DE PRECISION DESTINE A LA SPECTROMETRIE NUCLEAIRE

Soutenue le 18 décembre 1971 devant la Commission d'Examen

M.	A.	BLAQUIERE	Président
Melle	H.	BESTOUGEFF	
M.	P.	DEBRAINE	Examinateurs
M.	J.	POTTIER	
M.	H.	GUILLON	Membre invité

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Cette thèse a été effectuée au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, dans le Service d'Electronique pour la Recherche et les Applications, au sein des Services d'Electronique de Saclay.

Je prie Monsieur le Professeur A. BLAQUIERE, de recevoir l'expression de mes remerciements respectueux pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider ce Jury.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur P. DEBRAINE, Adjoint au Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Professeur à l'Institut National des Sciences et Techniques Nucléaires qui a bien voulu faire partie du Jury.

Je remercie Mademoiselle BESTOUGEFF qui a bien voulu accepter de faire partie du Jury.

Je prie Monsieur J. POTTIER, Adjoint Scientifique des Services d'Electronique de Saclay et Membre du Jury, de trouver ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'attention qu'il a portée à ce travail et pour les conseils qu'il m'a donnés.

Je remercie Monsieur H. GUILLON, Ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique, pour l'aide et les conseils qu'il m'a prodigués.

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE DE PRECISION DESTINE A LA SPECTROMETRIE NUCLEAIRE.

PLAN DE LA THESE

- INTRODUCTION

- PREMIER CHAPITRE - EXAMEN DES DIFFERENTS SYSTEMES D'ANALYSEURS D'AMPLITUDE

1.1. Situation du problème

1.2. Définition des qualités requises pour les analyseurs d'amplitude

1.2.1. Linéarité

1.2.2. Résolution

1.2.3. Stabilité

1.3. Sélecteurs d'amplitude

1.3.1. Discriminateurs

1.3.2. Sélecteur monocanal

1.3.3. Sélecteur multicanal

1.3.4. Amélioration de la stabilité de la largeur des canaux

1.3.5. Autres analyseurs d'amplitude

1.4. Méthodes de conversion analogique-numérique

1.4.1.a. Comparaison avec une dent de scie

1.4.1.b. Système de WILKINSON

1.4.2. Décharge en escalier

1.4.3. Décharge en escalier non linéaire

1.4.4. Méthode d'approximations successives

1.4.5. Amélioration de la linéarité différentielle par la méthode de l'échelon supplémentaire

1.4.6. Amélioration de la linéarité différentielle avec correction du type "échelle glissante"

1.5. Conclusions de la première partie.

- DEUXIEME CHAPITRE - EVALUATION DES ERREURS D'UN CONVERTISSEUR AMPLITUDE-TEMPS DU TYPE WILKINSON

2.1. Généralités

2.2. Erreur due à la charge du condensateur de mémoire (circuit de charge simple)

2.3. Influence de la forme d'onde sur l'erreur introduite à la charge

2.4. Circuit de charge incorporé dans une boucle de contre-réaction

2.4.1. Influence de la fonction de transfert de l'allongeur sur la non-linéarité

2.4.2. Stabilisation de la réponse dynamique du dispositif à contre-réaction

2.5. Erreurs dues au retour à zéro de l'impulsion d'entrée

2.6. Erreurs dues à la décharge du condensateur de mémoire

2.7. Considérations sur les causes d'erreurs analysées

2.8. Mesure des linéarités

2.8.1. Linéarité intégrale

2.8.2. Linéarité différentielle

- TROISIEME CHAPITRE - DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE.

3.1. Organisation générale

3.2. Porte linéaire

3.2.1. Généralités

3.2.2. Principe de fonctionnement

3.2.3. Description

3.2.4. Amélioration du facteur de rejet de la porte

3.3. Allongeur comparateur

3.3.1. Généralités

3.3.2. Description

3.3.3. Générateur de rampe

3.4. Discriminateur de niveau inférieur

3.4.1. Généralités

3.4.2. Principe de fonctionnement

3.4.3. Description du générateur de créneaux

3.5. Sélecteur monocanal

3.5.1. Généralités

3.5.2. Principe adopté

3.5.3. Logique associée au seuil inférieur

3.5.4. Logique associée au seuil supérieur

3.6. Numérisation du temps (échelle de codage à 100 MHz)

3.6.1. Considérations générales

3.6.2. Principe de fonctionnement

3.6.3. Générateur d'intervalles de temps

3.6.4. Mise en phase

3.6.4.1. Mise en phase "T_o"

3.6.4.2. Seuil numérique

3.6.4.3. Mise en phase "T_n"

3.6.4.4. Origine et réduction des effets systématiques

3.7. Echelle de codage à 200 MHz

3.8. Caractéristiques annexes du convertisseur analogique-numérique

3.9. Performances.

- QUATRIEME CHAPITRE - CONCLUSION.

- BIBLIOGRAPHIE

- PLANCHES

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE DE PRECISION DESTINE A LA SPECTROMETRIE NUCLEAIRE

INTRODUCTION

L'évolution constante de la physique nucléaire expérimentale nécessite une amélioration continuelle des appareils électroniques destinés à l'enregistrement et l'étude des différentes particules et rayonnements.

Parmi les appareils d'étude existants, l'analyseur d'amplitude est un des plus répandus ; il mesure et classe les informations énergétiques du rayonnement étudié qui sont contenues dans l'amplitude des impulsions électriques issues de détecteurs. En particulier, l'utilisation devenue courante de détecteurs à semi-conducteurs possédant une haute résolution énergétique ($\simeq$ 0,1 %) a considérablement augmenté les exigences relatives aux performances des analyseurs d'amplitude, en premier lieu desquelles viennent : la précision globale de l'analyseur qui est déterminée par le nombre maximal de canaux, la stabilité de la position des canaux et la rapidité de fonctionnement.

On se propose ici d'étudier un convertisseur analogique numérique destiné à constituer la partie "mesure" d'un analyseur d'amplitude et satisfaisant aux conditions requises à l'heure actuelle.

Dans ce travail, nous donnons tout d'abord un bref aperçu des différents types de structures d'analyseurs ou sélecteurs d'amplitude en essayant d'en faire ressortir les avantages et les inconvénients.

L'étude des procédés de conversion analogique numérique apporte des justifications quant au choix que nous avons fait de la méthode de WILKINSON.

L'étude théorique porte sur l'évaluation des principales sources de non-linéarité engendrées lors du processus de la conversion de l'amplitude du signal en une durée qui lui est proportionnelle. Ces non-linéarités s'introduisent durant les deux phases principales du fonctionnement, selon le principe choisi : charge du condensateur de mémoire à la valeur crête du signal et décharge linéaire.

Nous portons principalement l'accent sur l'étude de la phase de mise en mémoire, ou d'allongement, qui représente la partie commune aux analyseurs modernes et dont dépendent les principales caractéristiques de mesure, telles que la non-linéarité, l'influence de la durée des fronts de montée sur le résultat de mesure, la durée minimale de l'impulsion d'entrée admissible pour une non-linéarité donnée.

Dans les analyseurs de précision on utilise habituellement des allongeurs à contre-réaction ; ces derniers, comme tout système bouclé, ont une tendance fâcheuse à l'instabilité dynamique qui peut introduire des erreurs importantes. On montre qu'il est possible de réduire ces inconvénients à l'aide d'une correction de fréquence. On décrit la réalisation de l'appareil pour lequel on s'est fixé comme objectifs principaux, outre la rapidité et la précision, la fiabilité et la réduction du prix de revient.

On examine alors le rôle des circuits constitutifs du convertisseur : porte linéaire, circuit de seuil, sélecteur monocanal, circuit de mise en phase et échelle de codage, et l'influence qu'ils exercent sur les différentes caractéristiques de l'analyseur.

Le convertisseur que nous avons réalisé et qui est actuellement opérationnel, possède un nombre de canaux égal à 8 192 et fonctionne avec une fréquence d'horloge de 100 MHz dans sa version standard : cette fréquence atteint 200 MHz pour une seconde version un peu plus onéreuse.

PREMIER CHAPITRE.

EXAMEN DES DIFFERENTS SYSTEMES D'ANALYSEURS D'AMPLITUDE.

I.1. SITUATION DU PROBLEME.

Parmi les nombreuses méthodes d'étude de la structure du noyau atomique et des processus dont il est le siège, la méthode de spectrométrie nucléaire associée à la mesure des amplitudes des impulsions électriques issues d'un détecteur est une des plus répandues.

Les chambres à ionisation, les compteurs proportionnels et compteurs à scintillation ainsi que presque tous les détecteurs à semi-conducteurs délivrent des impulsions électriques dont l'amplitude constitue une information sur l'énergie perdue par la particule dans le volume du détecteur. On s'intéresse le plus souvent à la répartition énergétique du rayonnement reçu ; l'information fournie par l'amplitude de l'impulsion n'étant pas directement utilisable, il est nécessaire de terminer une chaîne d'analyse par un appareil qui convertira cette information sous une forme plus commode. Cet appareil que l'on appelle analyseur d'amplitude ou sélecteur d'amplitude, doit accomplir deux fonctions : mesurer l'amplitude des impulsions et classer les résultats de mesure. Pour réaliser ces

fonctions l'analyseur comporte un circuit de mesure (convertisseur analogique-numérique, sélecteur) et un système d'accumulation des résultats (mémoire à tores, tambour magnétique, etc...).

La mesure de la répartition s'effectue en divisant toute la gamme à étudier en un nombre fini d'intervalles que l'on appelle "canaux" qui sont généralement égaux entre eux, et l'on compte les impulsions correspondant à chaque canal ; l'histogramme ainsi obtenu représente la répartition cherchée.

Le degré d'approximation de la courbe obtenue vis-à-vis de la répartition réelle dépend du pouvoir de résolution de l'appareil de mesure et des erreurs statistiques, fonction du nombre d'impulsions enregistrées dans chaque canal.

En règle générale, l'analyseur devra être conçu de façon à ne pas augmenter le niveau des altérations d'amplitude qui est principalement déterminé par les éléments qui sont en tête : détecteurs, amplificateurs, circuits de mise en forme, etc...

Pour ce faire, les qualités du convertisseur analogique-numérique qui sont les plus importantes, sont les suivantes :

a) la rapidité, permettant de minimiser la perte d'une partie des impulsions appliquées,

b) le nombre maximal de canaux nécessaires pour la définition du pic énergétique enregistré (un minimum de 5 canaux est nécessaire pour définir un pic),

c) la stabilité et la linéarité qui doivent être compatibles avec le nombre maximal de canaux.

Pour faciliter la suite de l'exposé, précisons les définitions de ces qualités dans le cas des analyseurs ou sélecteurs d'amplitude à caractéristique linéaire.

I.2. DEFINITION DES QUALITES REQUISES POUR LES ANALYSEURS d'AMPLITUDE.

Remarquons, tout d'abord, que ces qualités se rapportent principalement à la fonction "mesure" des analyseurs d'amplitude, c'est-à-dire aux discriminateurs, sélecteurs monocanaux et convertisseurs analogique-numérique.

I.2.1. Linéarité.

On appelle non-linéarité intégrale, la différence entre la valeur nominale de l'amplitude A_i correspondant à un canal donné et la mesure A_i de cette amplitude à l'aide de l'analyseur, rapportée à la valeur nominale de l'amplitude, soit :

$$\eta_i = \frac{A_i - A_i'}{A_i}$$

La figure 1 donne un exemple de détermination de la non-linéarité intégrale. Par simplification on a représenté la courbe en continu au lieu de courbes en escalier, comme c'est le cas en réalité (à cause de la quantification).

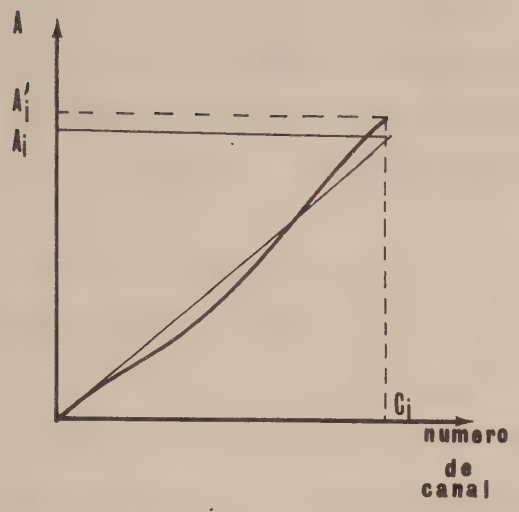


FIG 1

L'origine de la non-linéarité intégrale est due à l'inconstance du coefficient de conversion $K_{a_i} = \frac{A_i}{C_i}$ en fonction de l'amplitude. Le coefficient K_{a_i} peut différer de la valeur moyenne

$$\overline{K_a} = \frac{1}{A_{max}} \int_0^{A_{max}} K_a \, dA$$

Compte tenu de K_{a_i} et $\overline{K_a}$, la valeur de η_i peut se mettre sous la forme :

$$\eta_i = \frac{\overline{K_a C_i} - K_{a_i} C_i}{\overline{K_a C_i}} = 1 - \frac{K_{a_i}}{\overline{K_a}}$$

La présence de la non-linéarité intégrale se traduit par un déplacement des raies du spectre par rapport à leurs positions assignées d'après une interpolation linéaire.

$$\delta_A = A' - A = (K_{a_i} - \overline{K_a}) C = C \overline{K_a} \left(\frac{K_{a_i}}{\overline{K_a}} - 1 \right)$$

Pour autant qu'elle engendre une déformation du spectre enregistré, la non-linéarité intégrale peut introduire une variation sur l'axe des ordonnées.

Pour évaluer l'uniformité de la largeur des canaux, on utilise habituellement la caractéristique de mesure appelée non-linéarité différentielle. Cette dernière exprime l'écart relatif de la largeur du canal considéré par rapport à la largeur moyenne des canaux :

$$\eta_d = \frac{\overline{\Delta A} - \Delta A_i}{\overline{\Delta A}}$$

où ΔA_i représente la largeur du canal de rang i et $\overline{\Delta A}$, la largeur moyenne des canaux. Cette définition reflète la variation de la densité de répartition $K = \left(\frac{\Delta A}{\Delta C} \right)_i$ en fonction de l'amplitude.

La courbe obtenue affecte l'allure de la figure 2. Elle peut être décomposée en deux termes dont l'un représente la dérivée première de la courbe intégrale (courbe moyenne continue) et l'autre les discontinuités autour de cette valeur moyenne dues à l'imperfection de la quantification, par exemple canaux pairs systématiquement inférieurs ou supérieurs aux canaux impairs.

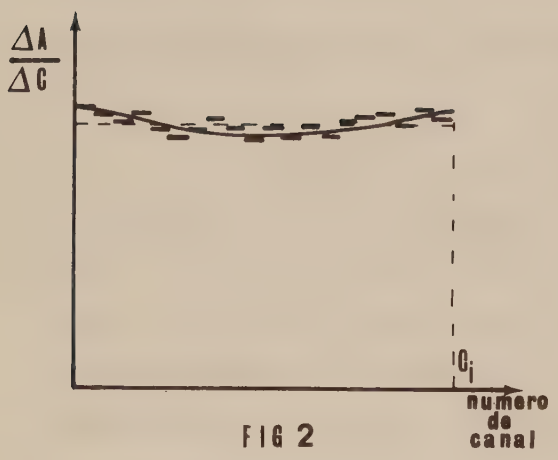


FIG 2

La présence d'une non-linéarité différentielle notable (pour une faible non-linéarité intégrale) n'influe pas sur la position des raies du spectre ; cependant la différence des largeurs de canaux (canaux larges et étroits) peut engendrer des pics ou des creux parasites.

I.2.2. Résolution.

On appelle résolution l'élargissement apporté par l'appareil à une répartition d'entrée en forme de fonction δ . Quantitativement on définit la résolution par la mesure de la largeur à mi-hauteur d'un pic monoénergétique.

Généralement, pour un analyseur à nombre de canaux élevé la contribution à l'augmentation de la résolution est négligeable vis-à-vis de celle des éléments constitutifs d'une chaîne de spectrométrie (détecteur, préamplificateur et amplific ateur).

I.2.3. Stabilité.

Un facteur important susceptible d'influencer la résolution est la stabilité de la position des canaux.

En négligeant l'erreur due à la quantification, la réponse de l'analyseur à un événement individuel peut être exprimée par la relation suivante :

$$A' = K A + B$$

où A' représente le résultat de mesure de l'amplitude A ; K un coefficient de conversion de la grandeur analogique en son expression numérique ; B le seuil de conversion.

Nous voyons que compte tenu de cette relation, la stabilité propre de l'analyseur est parfaitement déterminée par les stabilités des paramètres K et B ; les variations du premier de ces paramètres dépendant de l'amplitude sont exprimées en pour cent, celle du second en valeur absolue (millivolts par exemple).

I.3. SELECTEURS D'AMPLITUDE.

I.3.1. Discriminateurs.

Pour obtenir les informations constitutives d'une répartition en amplitude des impulsions issues d'un détecteur de rayonnement, la

première méthode a consisté à utiliser un discriminateur d'amplitude à seuil variable et à déterminer la fréquence des impulsions dépassant le seuil. La fonction de répartition ainsi obtenue est ensuite différentiée par le calcul. Cette méthode prohibitivement longue et pénible a été complètement abandonnée depuis longtemps.

I.3.2. Sélecteur monocanal.

Cette méthode plus perfectionnée fournit directement la répartition différentielle. Elle met en œuvre deux discriminateurs dont les seuils sont décalés d'une certaine grandeur, appelée "largeur de canal", et un circuit d'anticoïncidence permettant de prendre en compte les impulsions dont l'amplitude est comprise entre les seuils de discriminateurs.

Pour étudier le spectre on décale manuellement ou automatiquement les seuils des discriminateurs, tout en conservant leur différence constante.

En ce qui concerne le temps de mesure, à précision statistique égale, cette méthode est incontestablement supérieure à la méthode intégrale.

Les sélecteurs de ce type sont habituellement utilisés dans les expériences mettant en jeu un fort taux de comptage et aussi lorsqu'il est nécessaire de choisir une gamme d'amplitude présentant un certain intérêt. L'inconvénient de ce type de sélecteur est la perte des informations se situant à l'extérieur du canal ; son mérite est la simplicité. Il reste actuellement utilisé, avec un seuil fixe, dans certaines expériences.

I.3.3. Sélecteur multicanal

Dans le but de réduire la perte des information inhérente aux deux méthodes précédentes, la première idée qui vient à l'esprit consiste à utiliser un nombre de sélecteurs monocanal égal au nombre de canaux désiré. La différence qui existe entre le principe théorique énoncé et la réalisation pratique réside essentiellement dans la réunion des discriminateurs à même seuil [1] ; le seuil supérieur du premier est relié au seuil inférieur du second, le seuil supérieur du second au seuil inférieur du troisième, et ainsi de suite. Il en résulte immédiatement qu'un analyseur à n canaux, utilise seulement n + 1 discriminateurs au lieu de 2 n. La figure 3 donne un exemple de structure d'un tel ensemble.

Chacun des n circuits d'anticoïncidence, connecté aux discriminateurs à seuils adjacents, délivre un signal vers l'échelle de comptage correspondante. En tant que circuits d'enregistrement on utilise habituellement des échelles de comptage et des compteurs électromécaniques. La comparaison immédiate du signal d'entrée avec les différents seuils qui définissent la largeur de chaque canal permet d'obtenir une rapidité d'analyse élevée ; en effet le temps mort d'un analyseur est égal au temps mort d'un seul sélecteur monocanal.

Dans de tels systèmes le volume de l'installation croît linéairement avec le nombre de canaux.

L'utilisation de plusieurs éléments qui définissent indépendamment les paramètres de mesure introduit une imprécision sur la largeur des canaux d'autant plus gênante que cette largeur est faible. Malgré ces inconvénients, ce système peut être utilisé aujourd'hui, lorsque le nombre de canaux est faible (20 ou 30) et dans le cas où les conditions d'expérimentation nécessitent l'emploi d'un faible temps mort [2].

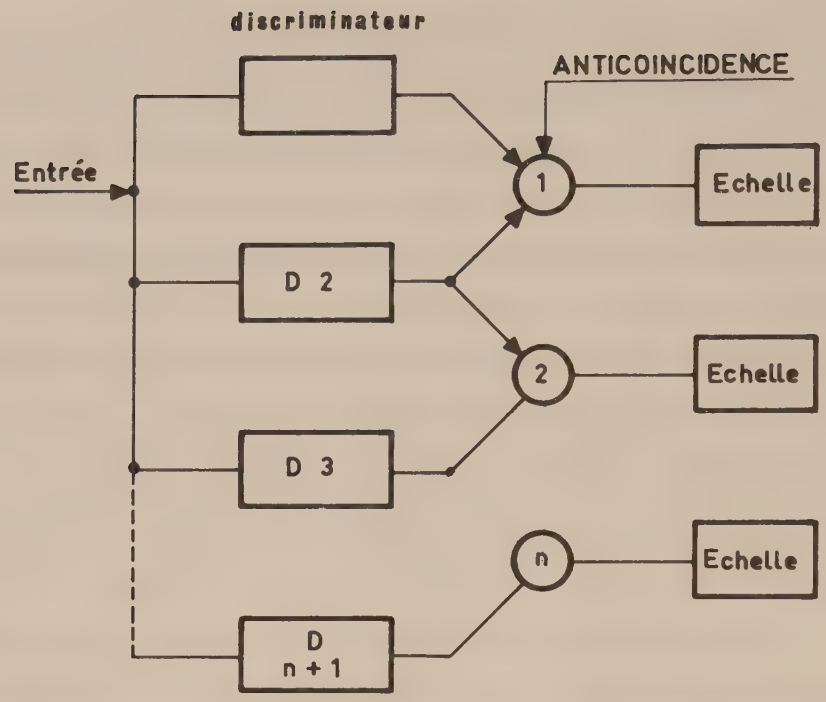


FIG. 3

I.3.4. Amélioration de la stabilité de la largeur des canaux dans les systèmes à plusieurs discriminateurs.

Dans certains analyseurs d'amplitude, l'amélioration de la stabilité de la largeur des canaux a été obtenue par l'introduction d'une méthode spéciale de formation de l'impulsion [3] [4]. Dans ces analyseurs la largeur du canal est définie uniquement par un échelon supplémentaire superposé à l'impulsion à analyser qui est préalablement allongée.

La stabilité de la largeur du canal peut atteindre 1 %. Cependant le volume de l'appareillage reste important et la complexité s'en trouve accrue.

I.3.5. Autres analyseurs d'amplitude.

Citons également des sélecteurs monocanaux ne mesurant pas directement l'amplitude des impulsions mais des grandeurs qui en dérivent. Dans l'appareil décrit dans l'article [5], l'amplitude de l'impulsion est convertie en déviation de fréquence ; la séparation en canaux s'effectuant à l'aide de discriminateurs de fréquence. Dans d'autres systèmes l'amplitude est convertie en valeur angulaire. Dans le travail [6], cette conversion est réalisée à l'aide d'un système électromécanique. Comparés au sélecteur multicanal, ces derniers réduisent le volume de l'appareillage, mais l'utilisation de systèmes électromécaniques augmente le temps mort de l'analyseur. La réduction du temps mort peut être obtenue en remplaçant les convertisseurs électromécaniques par des convertisseurs électroniques, exemple : l'utilisation de tubes à faisceau cathodique [7].

A titre anecdotique citons également l'analyseur photographique et l'analyseur mécanique [8]. A l'heure actuelle toutes ces méthodes sont abandonnées.

I.4. ANALYSEURS MODERNES.

La réalisation d'analyseurs ayant un nombre de canaux élevé, de l'ordre de plusieurs centaines, n'est devenue possible que par la mise en application de méthodes mettant en jeu des techniques numériques [9] [10].

Ces méthodes sont basées sur l'application, pour la mesure de l'amplitude des impulsions, de convertisseurs analogique-numérique (conversion d'une grandeur analogique en une forme discrète) et pour l'accumulation des résultats, d'un système commun d'enregistrement (mémoire à tores, tube à mémoire, tambour magnétique).

Dans la suite du mémoire on s'intéressera exclusivement aux convertisseurs analogique-numérique qui définissent les qualités essentielles d'un analyseur d'amplitude.

I.4.1. Méthodes de conversion analogique-numérique (C.A.N.)
Convertisseur analogique-numérique avec conversion amplitude-temps.

Cette méthode est la plus couramment utilisée en spectrométrie nucléaire. Le principe consiste à convertir l'amplitude du signal d'entrée en une durée qui lui est proportionnelle, cette durée étant ensuite comparée à un train d'impulsions périodiques [10].

On distingue essentiellement deux modes de conversion de l'amplitude en une durée :

- le premier utilise la comparaison du signal d'entrée préalablement allongé avec une tension croissant linéairement [11] [12].
- le second utilise la décharge linéaire d'un condensateur chargé primitivement à la valeur crête du signal d'entrée [13] [14].

I.4.1.a. Méthode de comparaison avec une dent de scie (figures 4 et 5).

Le signal d'entrée par l'intermédiaire de l'allongeur charge le condensateur de mémoire C ; dès que la tension aux bornes de celui-ci a atteint son maximum, on déclenche par l'intermédiaire du trigger le générateur de rampe et on libère vers le registre d'adresse le train d'impulsions issu du générateur. Lorsque la rampe a atteint un potentiel égal à l'amplitude du signal mis en mémoire, le comparateur délivre un signal qui, via le trigger, referme la porte.

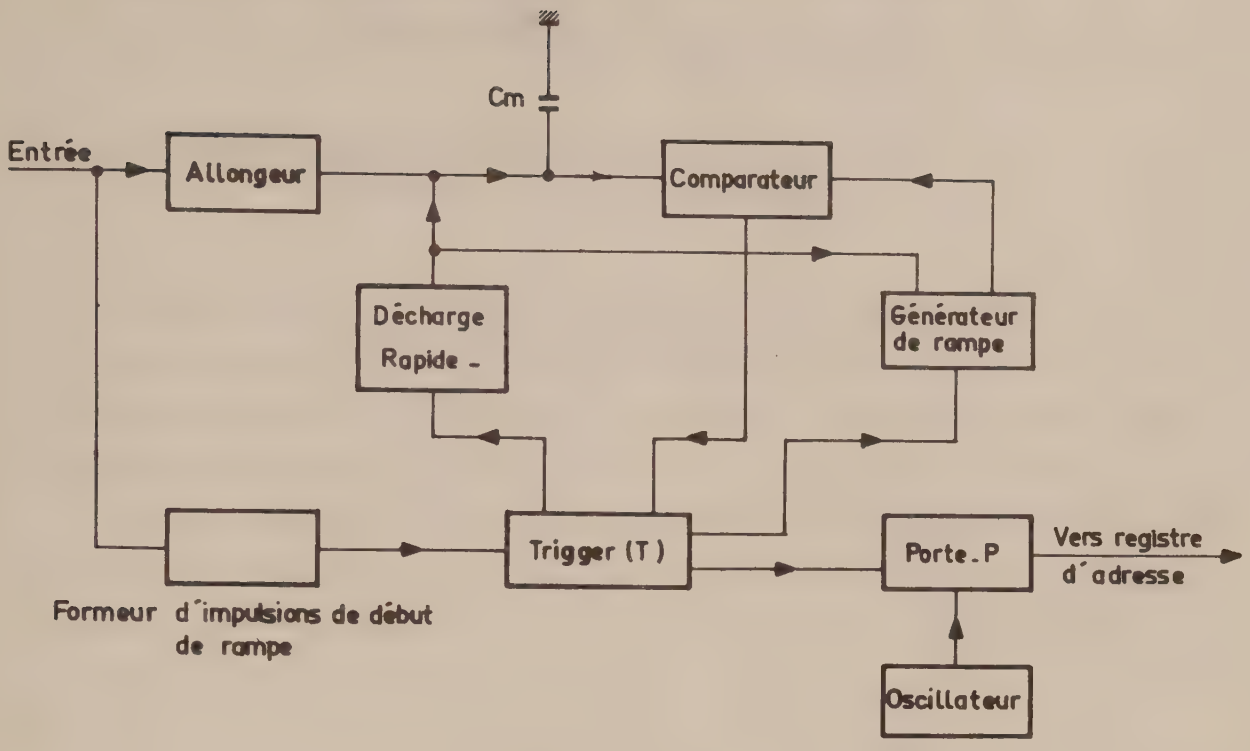


FIG. 4

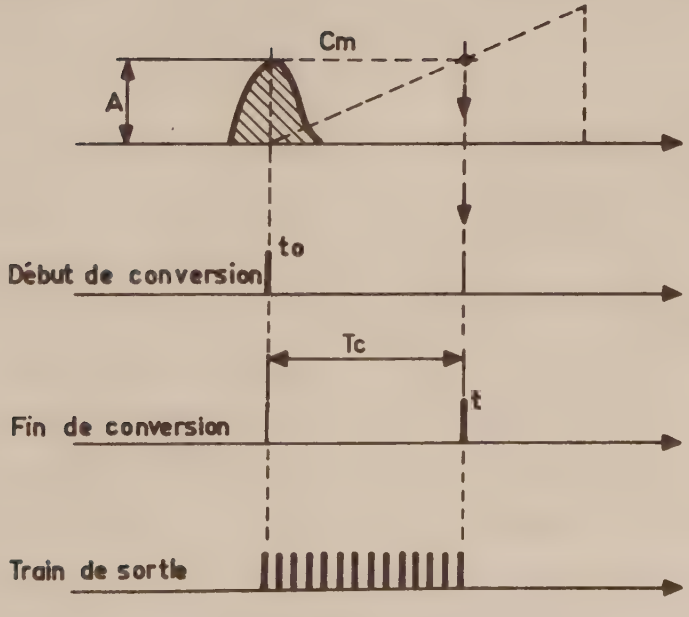


FIG. 5 - DIAGRAMME DES SIGNAUX RELATIF A LA METHODE PAR COMPARAISON .

Le retard de ce signal par rapport à l'instant to est égal à $t = \frac{A}{K}$ où $K = \frac{dv}{dt}$ est la pente de la dent de scie.

I.4.1.b. Méthode de conversion par décharge linéaire (figures 6 et 7)

On l'appelle habituellement convertisseur de WILKINSON, c'est le plus usité en spectrométrie nucléaire. Comme précédemment le condensateur C est chargé à la valeur crête du signal d'entrée ; ensuite on commande simultanément le début de décharge linéaire et l'ouverture de la porte P ; dès que la tension aux bornes du condensateur s'annule ou atteint un potentiel de référence, le comparateur délivre un signal qui, via le trigger, referme la porte P.

La proportionnalité entre l'amplitude et le temps est déterminée par la relation suivante $t = \frac{AC}{I}$, I = courant constant de décharge.

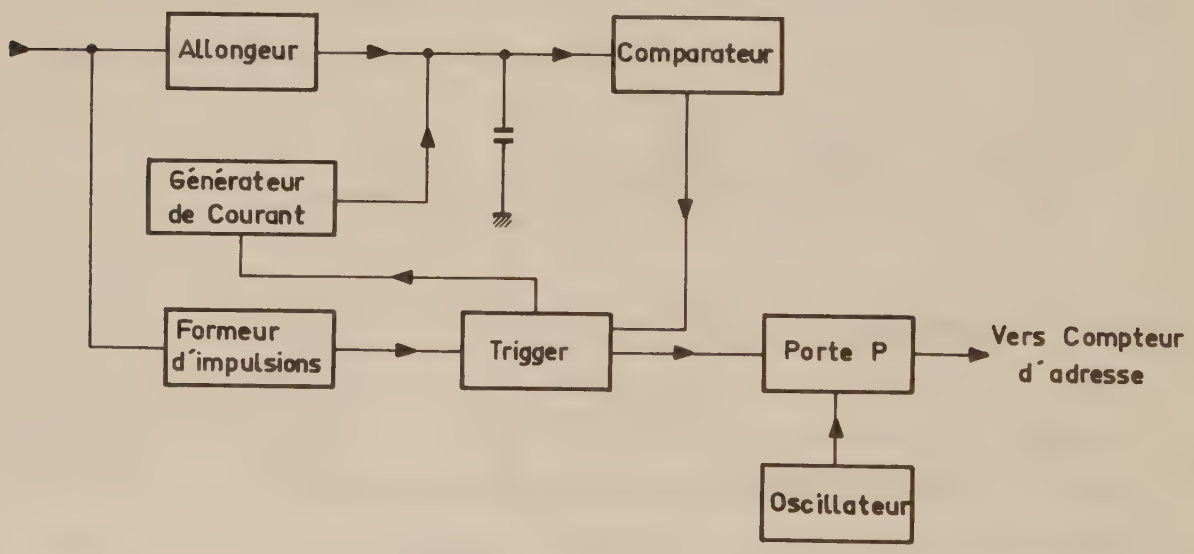


FIG.6

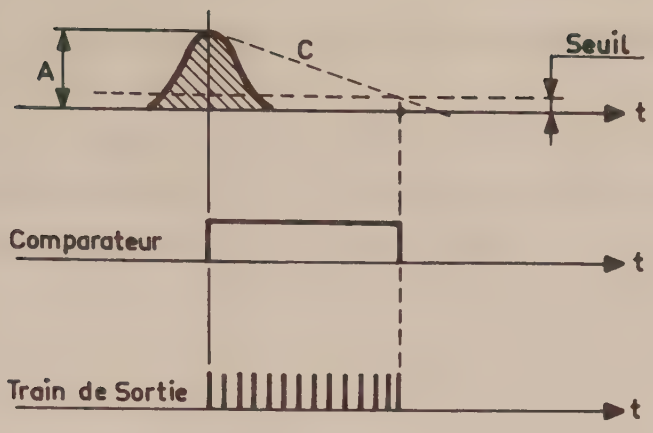


FIG. 7

Ces deux structures ont des propriétés identiques ; la seconde a toutefois l'avantage d'être plus simple. A l'exception du régime transitoire en début de conversion elles sont toutes deux susceptibles de procurer une excellente linéarité différentielle ; en effet si l'on suppose que la linéarité intégrale est bonne (constance du courant I, linéarité de l'allongeur) le seul paramètre qui détermine la largeur du canal est la période de l'oscillateur qui peut être rendu très stable.

I.4.2. Convertisseur analogique-numérique utilisant la méthode de décharge en escalier (figures 8 et 9.)

D'une façon analogue à ce qui vient d'être dit, la tension aux bornes du condensateur peut être comparée à une tension montant ou descendant en marches d'escalier [15].

Après que la tension a atteint son maximum, le bistable ouvre la porte qui libère les impulsions issues du générateur vers le circuit de décharge, lequel prélève périodiquement une charge déterminée au condensateur de mémoire. L'application du train d'impulsions cesse lorsque la tension aux bornes du condensateur devient inférieure au seuil de comparaison. Il est facile de voir que le nombre d'impulsions du train détermine l'amplitude du signal d'entrée. Cette méthode présente l'avantage de ne pas faire intervenir la stabilité de la fréquence

du générateur d'impulsions.

La rapidité de ce système est médiocre ; en effet si l'on veut obtenir une bonne linéarité différentielle, il est nécessaire que la constante de temps du circuit de prélèvement de charge soit très inférieure à la période du générateur. Cette méthode prohibitivement lente est complètement abandonnée aujourd'hui.

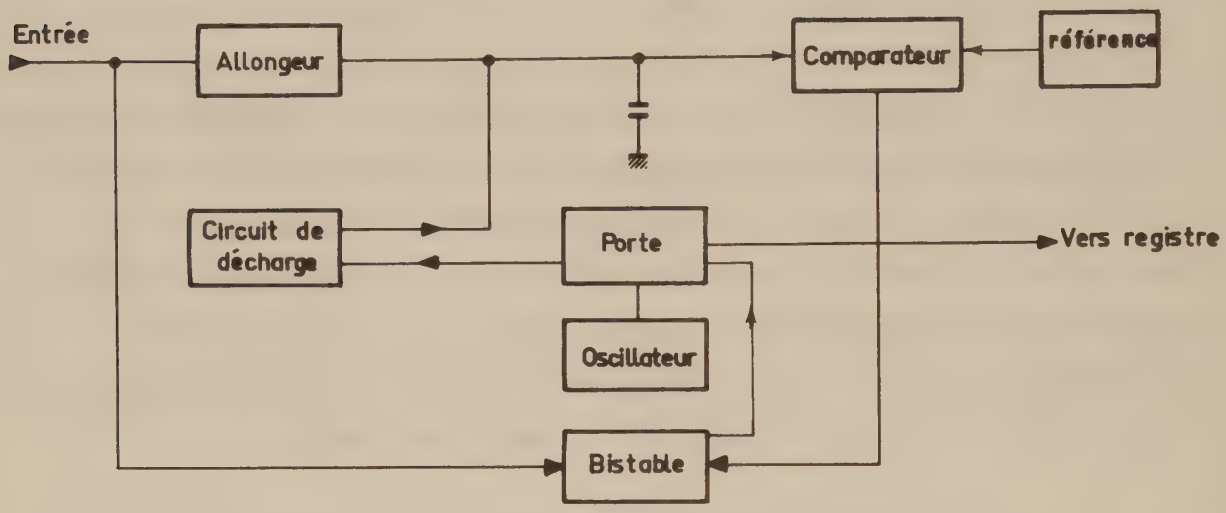


FIG. 8

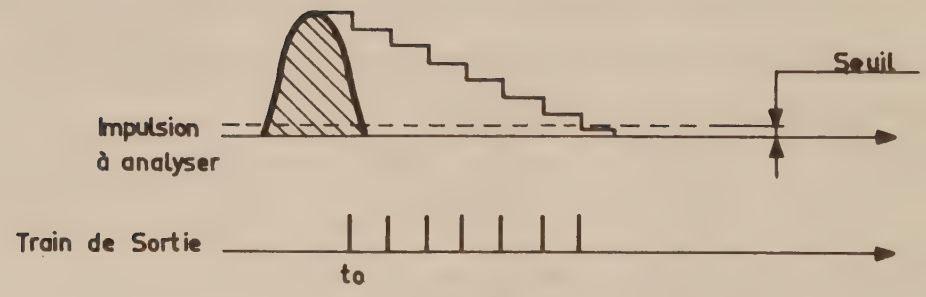


FIG. 9

I.4.3. Analyseur d'amplitude utilisant la méthode de décharge en escalier non-linéaire (figure 10).

Une réduction du temps de codage peut être obtenue en utilisant une méthode dite de conversion non-linéaire [17].

La capacité de mémoire est tout d'abord déchargée avec de grands échelons "10 Vc". Ensuite, lorsque la tension aux bornes de C est inférieure à un certain seuil S_1, commence la décharge avec de petits échelons.

La série des m impulsions qui correspond aux grands échelons "10 Vc" est appliquée sur le compteur des dizaines et la série de n impulsions sur le compteur des unités.

Le temps de conversion est égal à :

$$t_c = T_p (m + n)$$

T_p : période du générateur.

Les défauts de linéarité différentielle engendrés par ce système résultent de la difficulté d'obtenir une divisibilité parfaite entre les grands et les petits échelons. C'est la raison pour laquelle, bien que plus rapide, cette méthode n'a pas obtenu une grande diffusion.

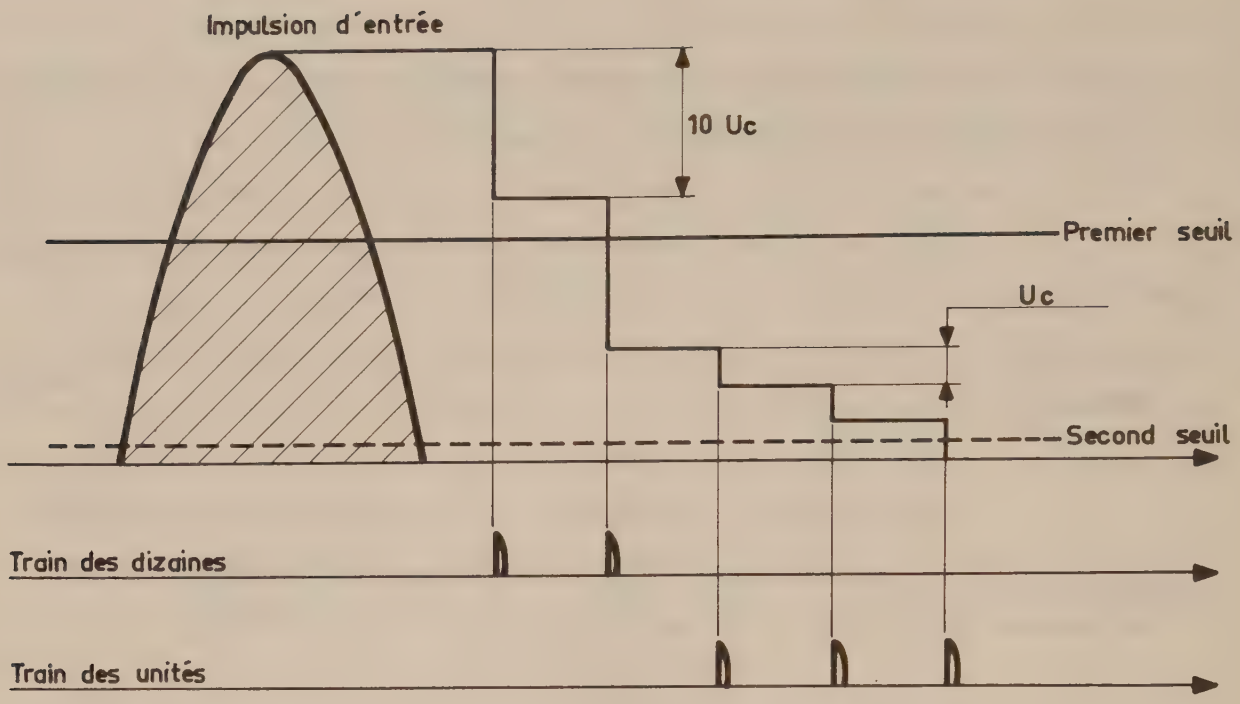


FIG.10

I.4.4. Analyseur utilisant la méthode d'approximations successives
Méthode par pesée.

Cette méthode est couramment employée dans les techniques numériques (voltmètres numériques).

Le principe de fonctionnement est explicité par les figures 11 et 12.

Fonctionnement.

L'information à analyser, tout d'abord transformée en une impulsion à sommet plat par l'allongeur est appliquée sur une entrée

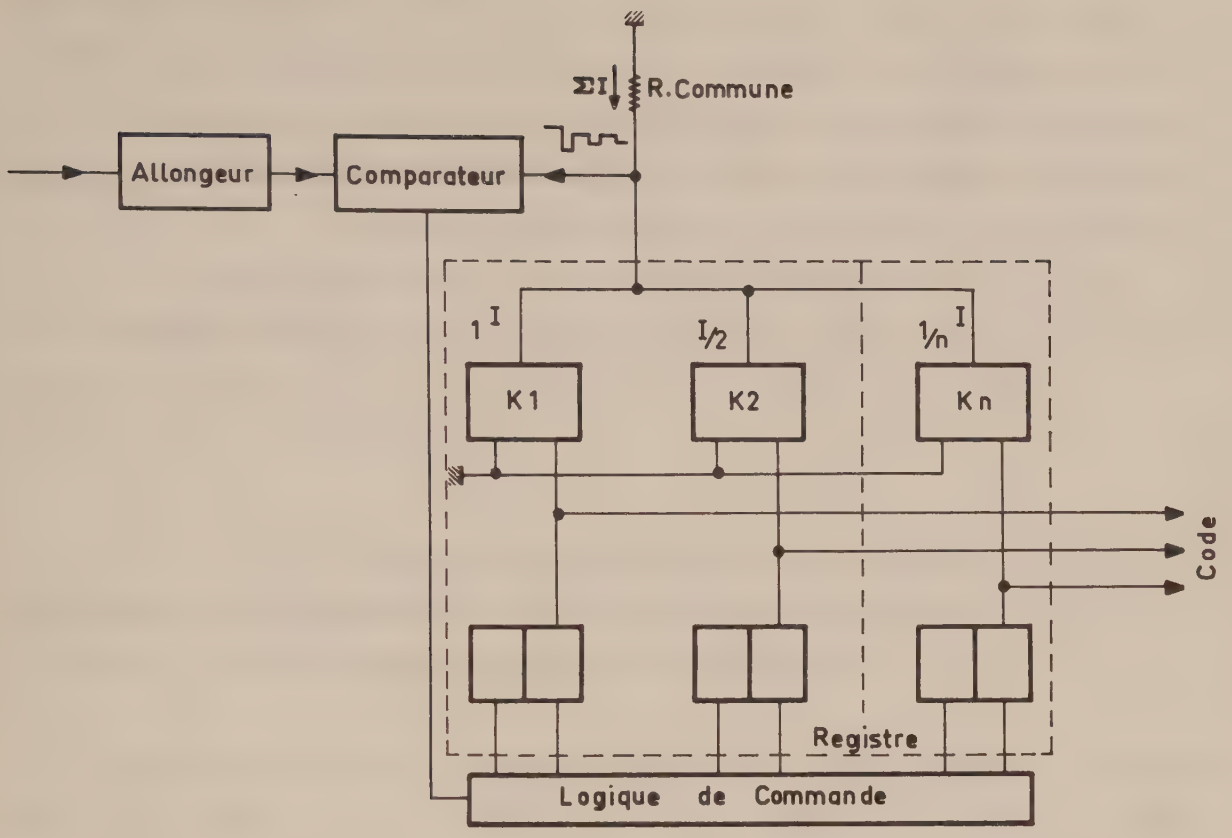

ΣI
R.Commune
Allongeur
Comparateur
1 I
I/2
1/n I
K1
K2
Kn
Code
Registre
Logique de Commande

FIG. 11

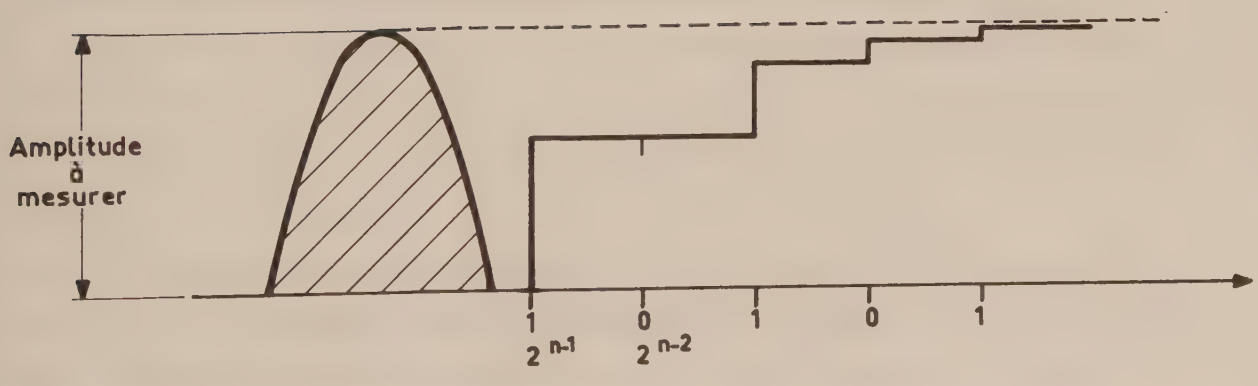

Amplitude
à
mesurer
1
2 n-1
0
2 n-2
1
0
1

FIG. 12

du comparateur ; la seconde entrée du comparateur est connectée au décodeur numérique analogique. Sous l'action de la logique de coordination qui commande dans l'ordre tous les bistables, en commençant par celui dont le poids est le plus fort, le décodeur va engendrer des tensions de comparaison dont les amplitudes respectives sont :

$$2^{n-1} \cdot \Delta Vc,\ 2^{n-2}\ \Delta Vc, \ldots\ldots, 2^{1}\ \Delta Vc,\ 2^{0}\ \Delta Vc$$

où

n - nombre de chiffres binaires adopté

ΔVc - valeur de la tension de comparaison, correspondant au digit de poids le plus faible.

La somme des tensions de comparaison est comparée au signal à mesurer. Si cette somme est supérieure à la tension à mesurer, le comparateur donne l'ordre de rejeter le dernier digit et commute le digit de poids immédiatement inférieur. Si cette somme est inférieure, le dernier digit est maintenu et l'on commute le digit suivant ; le processus continue jusqu'au dernier bistable du registre d'adresse.

La tension de comparaison résultante à la sortie du décodeur pour la $p^{ième}$ opération est égale à :

$$Vc = \sum_{i=0}^{p-1} a_i\ 2^{i}\ \Delta Vc$$

où a_i est un coefficient égal à "0" ou "1" selon que la tension de comparaison est supérieure ou inférieur au signal à mesurer.

Cette méthode permet d'augmenter la rapidité de conversion ; en effet, pour un analyseur de 2^n canaux, la méthode des pesées nécessite n échelons élémentaires analogiques au lieu de 2^n échelons logiques

dans le cas d'un convertisseur du type WILKINSON. Il faut cependant remarquer que, contrairement à l'échelon analogique, la durée de l'échelon logique peut être rendue beaucoup plus courte ; à l'heure actuelle on peut escompter un rapport entre les durées de l'ordre de 20 à 50.

Malheureusement, cette méthode conduit à des défauts de linéarité différentielle prohibitifs [18], dus à la difficulté d'engendrer des tensions calibrées qui devraient avoir entre elles des rapports rigoureusement déterminés.

Il est facile de montrer que la précision nécessaire sur la résistance pour obtenir des défauts de linéarité différentielle inférieurs à 1 % sur 1 024 canaux est pratiquement irréalisable.

Pour pallier ces inconvénients, un certain nombre de méthodes furent élaborées.

I.4.5. Amélioration de la linéarité différentielle par la méthode de l'échelon supplémentaire (figure 13).

Pour pallier les inconvénients des codeurs à pesées en ce qui concerne la linéarité différentielle, le Professeur GATTI [19] a proposé en premier lieu la méthode de l'échelon supplémentaire. Dans de tels analyseurs [20], au registre d'adresse on ajoute un digit supplémentaire, qui engendre un échelon étalon légèrement inférieur à la largeur du canal. La logique du convertisseur est conçue de façon à ce que les échelons fondamentaux définissent seulement le numéro du canal (ou la position de la frontière inférieure) et l'échelon supplémentaire, la largeur du canal. Seules les impulsions dont le sommet de l'amplitude coïncide avec "l'échelon supplémentaire" seront mises en mémoire. Il en résulte

inévitablement la perte d'une partie des informations, due aux zones situées entre la frontière supérieure de l'échelon et la frontière inférieure du canal suivant.

Cette méthode garantit théoriquement une très grande uniformité de la largeur des canaux, meilleure que le °/₀₀, mais introduit une perte d'une partie des informations, pouvant atteindre quelques °/₀₀ .

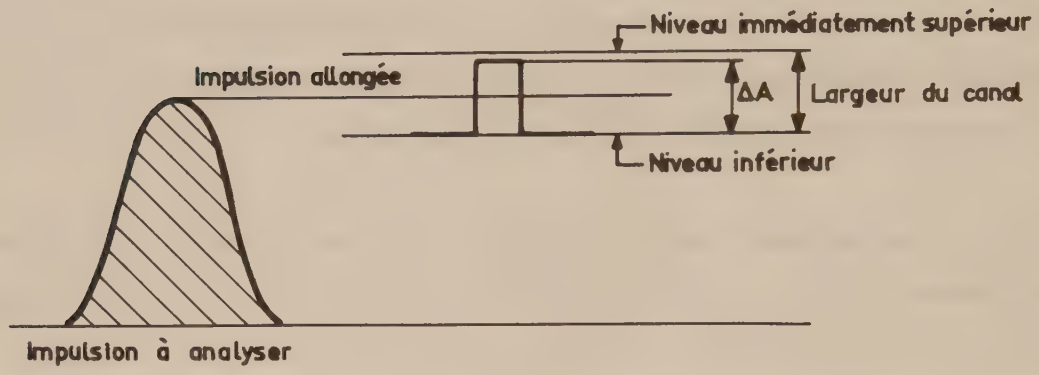


FIG.13

I.4.6. Amélioration de la linéarité différentielle avec correction du type échelle glissante.

Une autre méthode de réduction de la non-linéarité différentielle, proposée par le Professeur GATTI, consiste à faire la moyenne statistique des largeurs des canaux [18] [19].

Dans les convertisseurs utilisant cette méthode, on code non pas le signal d'entrée A_o, mais la somme de deux signaux $A_o + A_a$, où

A_a est un signal engendré par le décodeur numérique-analogique et P_a le code numérique correspondant à cette grandeur.

A chaque cycle de mesure et jusqu'à concurrence de la capacité M du compteur on fait avancer de 1 la grandeur numérique de P_a.

Du code numérique de la grandeur $A_a + A_o$ obtenu après conversion, on retranche le code P_a, il en résulte que seul le code exact de A_o est transféré vers le registre de mémoire.

Dans la mesure où A_o et A_a sont des grandeurs indépendantes et que les amplitudes égales ou voisines de A_o sont codées par différents canaux de l'analyseur, pratiquement M canaux répartis au hasard, la valeur moyenne du canal devient indépendante de la position de codage.

Evaluation de l'amélioration apportée par ce système [18].

Supposons que les frontières du $K^{ème}$ canal ont respectivement pour valeur :

$$K + \zeta_K \quad \text{et} \quad K + 1 + \zeta_{K+1}$$

où K et K + 1 représentent les valeurs idéales des frontières et ζ_K, ζ_{K+1} les écarts par rapport à ces dernières, engendrés par le convertisseur numérique analogique.

Dans ce cas l'écart entre la largeur réelle du $K^{ème}$ canal à la largeur idéale sera :

$$\zeta_{K+1} - \zeta_K$$

Après chaque opération d'analyse, le circuit de lissage effectue un glissement de l'échelle qui engendre un déplacement des frontières du canal d'une quantité S : qui prennent respectivement les valeurs suivantes :

$$K + S + \zeta_{K+S} \quad \text{et} \quad K + 1 + S + \zeta_{K+S+1}$$

Dans ce cas l'écart entre la largeur réelle et idéale du canal devient :

$$\zeta_{K+S+1} - \zeta_{K+S}$$

Après M décalages l'écart effectif de la largeur du canal est :

$$\zeta_M = \sum_{S=0}^{S=M-1} \left[\frac{\zeta_{K+S+1} - \zeta_{K+S}}{M} \right] = \frac{\zeta_{K+M} - \zeta_K}{M}$$

Un exemple de réalisation d'un tel convertisseur est décrit dans l'article [21] ; ce codeur comporte 1 024 canaux et 256 canaux pour le décalage du seuil. Le temps de codage d'un tel convertisseur est de 8 µs et la non-linéarité différentielle meilleure que 1 %.

Pour utiliser 1 024 canaux de mesure, le système de codage doit comporter 1 024 + 256 positions.

Selon l'auteur [21] le temps de conversion peut être facilement ramené à 2 µs. L'imprécision sur la formation des "échelons" complémentaires a une influence négligeable sur la non-linéarité différentielle mais peut introduire des défauts de non-linéarité intégrale.

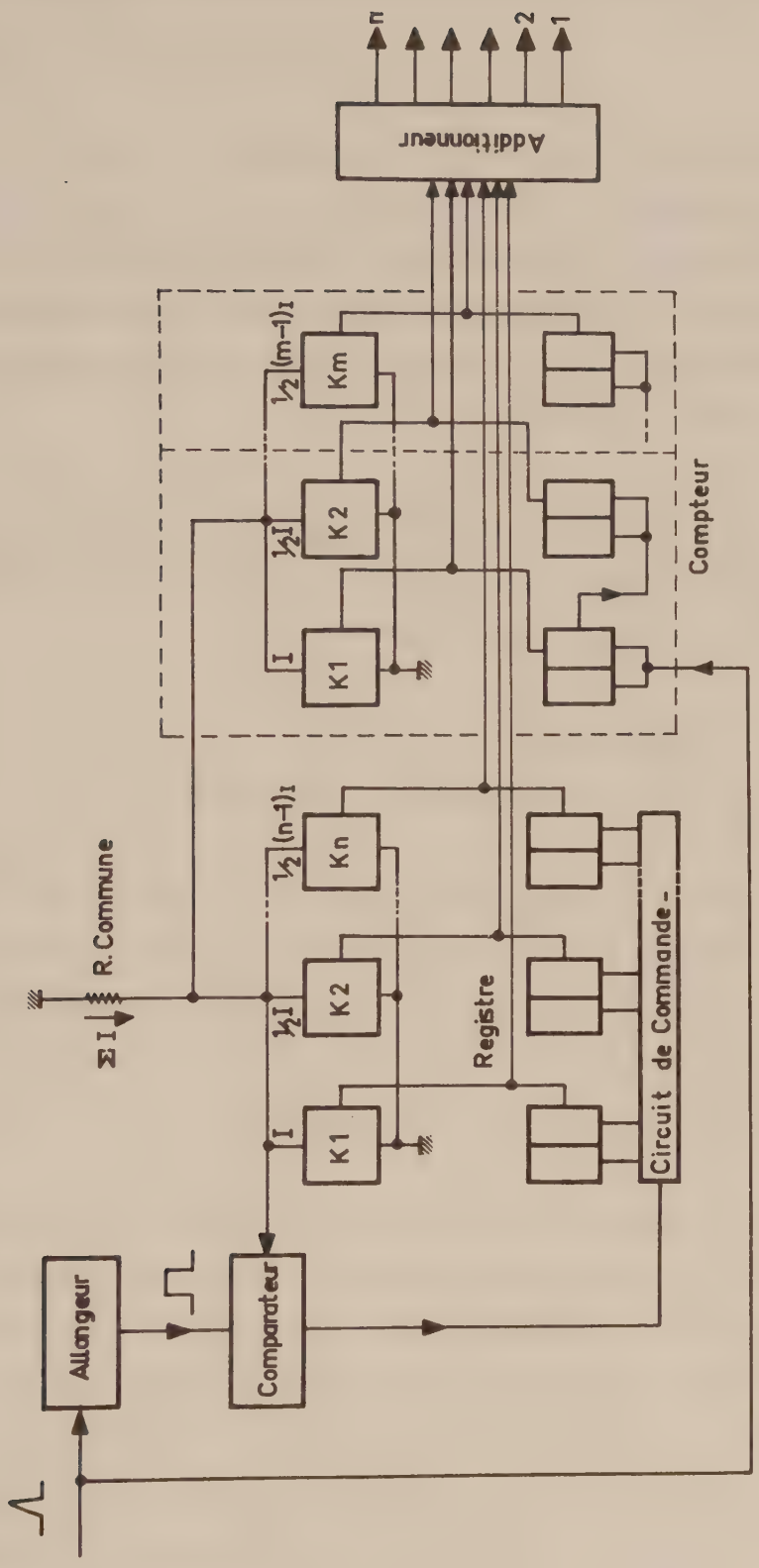

n
2
1
Additionneur
Compteur
½(m-1)I
Km
½I
K2
I
K1
½(n-1)I
Kn
½I
K2
I
K1
R. Commune
ΣI
Registre
Circuit de Commande
Allongeur
Comparateur

FIG. 14

La figure 14 représente le schéma fonctionnel d'un tel système ; les circuits encadrés d'un pointillé ont trait au système de lissage.

I.5. CONCLUSION.

A l'heure actuelle deux méthodes sont utilisées en spectrométrie nucléaire : la méthode dite des pesées successives avec son système de lissage du type "échelle glissante" et la méthode de décharge linéaire du type "WILKINSON".

Moyennant une étude soignée, ces deux structures sont susceptibles de procurer une stabilité et une linéarité excellente, les seuls critères de comparaison restent :

1 - la rapidité
2 - le prix de revient de l'appareil.

En ce qui concerne la rapidité, la préférence serait donnée au système à pesées successives au-delà d'un certain nombre de canaux. En effet pour ce dernier il y aura autant de comparaisons que le nombre binaire comporte de digits ; par exemple si l'on code en 1 024 points, il faut 10 opérations de comparaison puisque $1\ 024 = 2^{10}$.

La vitesse de conversion est en gros proportionnelle à $\log_2 N = n$ où N représente le nombre de canaux de l'analyseur, alors qu'elle est proportionnelle à N pour la méthode de WILKINSON. Une remarque s'impose cependant, la comparaison pour la première méthode met en jeu des commutations analogiques qui nécessitent une extinction pratiquement totale des transitoires alors que la seconde méthode met en jeu des commutations logiques qui n'interviennent pratiquement pas sur la caractéristique de mesure de l'analyseur. Pour la première

méthode la durée de chaque opération élémentaire, compte tenu du temps nécessaire au lissage, se situe aux environs de 1 µs, soit pour 4 000 canaux une durée de 12 µs.

A l'heure actuelle, le convertisseur du type "WILKINSON" que nous avons élaboré, est opérationnel avec une fréquence horloge de 100 MHz et deux prototypes fonctionnent avec une fréquence de 200 MHz, ce qui permet de dire que la méthode des pesées ne présente d'avantage qu'au-delà de 4 000 canaux.

Compte tenu de la complexité de la première méthode, le second critère incline à accorder la préférence au codeur du type "WILKINSON" qui, par ailleurs, implique une fiabilité meilleure.

DEUXIEME CHAPITRE.

EVALUATION DES ERREURS D'UN CONVERTISSEUR AMPLITUDE-TEMPS DU TYPE WILKINSON

II. 1. GENERALITES.

Les qualités d'un analyseur d'amplitude sont essentiellement déterminées par les caractéristiques du convertisseur analogique-numérique et plus particulièrement par celles du convertisseur amplitude-temps.

Dans ce type de convertisseur les différentes causes de non-linéarité se présentent durant les trois phases de fonctionnement suivantes :

1 - charge du condensateur de mémoire à la valeur crête du signal d'entrée,
2 - détection du passage par le maximum de l'impulsion d'entrée,
3 - décharge du condensateur de mémoire.

Dans le cas où les erreurs se prêtent à l'analyse, elles peuvent être représentées sous forme de relations mathématiques ou de courbes de non-linéarité différentielle en fonction du signal d'entrée ; suivant les besoins, on utilisera indépendamment l'une ou l'autre des relations suivantes:

$$\epsilon\,(V_e) = \frac{\dfrac{dV_s}{dV_e} - \dfrac{\overline{dV_s}}{dV_e}}{\dfrac{\overline{dV_s}}{dV_e}}$$

avec :

$$\frac{\overline{dV_s}}{dV_e} = \frac{1}{V_{max} - V_{min}} \int_{V_{min}}^{V_{max}} \left(\frac{dV_s}{dV_e}\right) dV_e$$

$\dfrac{\overline{dV_s}}{dV_e}$ est la valeur moyenne de $\dfrac{dV_s}{dV_e}$ dans la gamme de $U_{entrée}$.

ou

$$\epsilon\,(V_e) = \frac{\dfrac{dT_c}{dV_e} - \dfrac{\overline{dT_c}}{dV_e}}{\dfrac{\overline{dT_c}}{dV_e}}$$

où T_c représente le temps qui s'écoule entre le début et la fin de la décharge.

$\dfrac{\overline{dT}}{dV_e} = \dfrac{1}{V_{max} - V_{min}} \displaystyle\int_{V_{min}}^{V_{max}} \left(\frac{dT}{dV_e}\right) dV_e$ valeur moyenne de $\dfrac{dT}{dV_e}$

L'erreur totale ϵ_T sera égale à la somme des différentes erreurs engendrées lors des trois phases de fonctionnement

$$\epsilon_T = \epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3$$

II.2. ERREUR DUE A LA CHARGE DU CONDENSATEUR DE MEMOIRE (CIRCUIT DE CHARGE SIMPLE).

La transformation d'une impulsion de tension en une tension quasi-constante dans un certain intervalle de temps est obtenue à l'aide du circuit représenté figure 1, qui constitue l'élément de base de la plupart des allongeurs du type à contre-réaction plus précis.

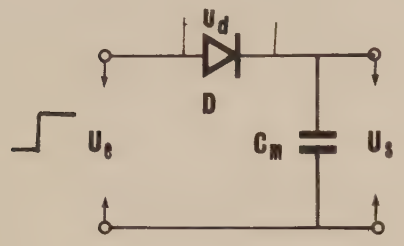


FIG 1

Dans ce circuit l'erreur introduite à la charge est essentiellement due au caractère non-linéaire de la diode de charge.

L'analyse de cette erreur en a été faite par KANDIAH [1] pour une diode à semi-conducteur dont la caractéristique directe pour les faibles courants est donnée par la relation suivante :

$$I = I_s \left(e^{\frac{U_d}{\varphi}} - 1 \right)$$

où

I_s courant de saturation de la diode

U_d tension aux bornes de la diode

$\varphi = \frac{kT}{q}\, a$

K constante de BOLTZMANN

T température absolue

q charge de l'électron

a constante qui, dans le domaine des faibles courants, est comprise entre 1 et 2.

Dans le but de faciliter l'analyse, la résistance interne du générateur a été négligée ainsi que la capacité parasite de la diode.

Pour un échelon rectangulaire d'amplitude de V_e et de durée τ appliqué à l'entrée, l'équation différentielle relative à la charge du condensateur de mémoire s'écrit :

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{I_s}{Cm} \left(e^{\frac{(V_e - V_s)}{\varphi}} - 1 \right)$$

Après intégration, la tension de sortie pour une durée finie τ s'écrit :

$$V_s(t) = \varphi L \left[e^{\frac{V_e}{\varphi}} \left(1 - e^{-\frac{I_s \tau}{\varphi Cm}}\right) + e^{-\frac{I_s \tau}{\varphi Cm}} \right]$$

La non-linéarité différentielle correspondante :

$$\epsilon'_1 = \frac{dV_e}{dV_s} - 1 = \frac{1}{e^{\frac{V_e}{\varphi}} \left(e^{\frac{I_s \tau}{Cm \varphi}} - 1\right)} \qquad (2.1)$$

De cette expression il résulte que l'erreur ϵ'_1 diminue avec l'augmentation de V_e et τ . L'erreur importante engendrée par ce circuit pour les petites impulsions, est due à la faible pente de la caractéristique directe de la diode dans le domaine des tensions compris entre 0 et 0,7 volt. Par exemple, pour C = 1 000 pF, pour une diode au silicium de 25.10^{-9} A de courant de saturation et une tension appliquée de 0,5 µs de durée et 0,5 volt d'amplitude représentant habituellement le vingtième de la tension maximale admissible par les analyseurs modernes, l'erreur est encore de 18 %.

Rappelons également que cette expression n'est valable que pour des impulsions rectangulaires, pour des impulsions réelles l'erreur ϵ'_1 serait plus élevée.

La réduction de cette erreur est obtenue en déplaçant le point de fonctionnement au repos de la diode dans une région à forte pente. Ce déplacement peut être obtenu soit en superposant à l'impulsion à analyser un piédestal d'amplitude constante, soit en tirant un courant de repos I_o, qui correspond à une polarisation initiale U_o.

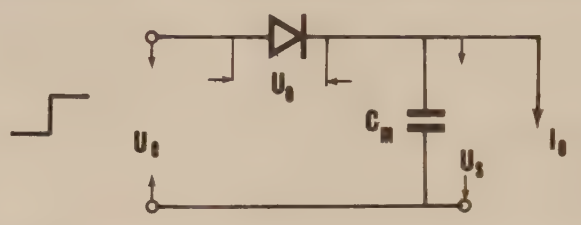


FIG 2

Le principe d'une telle polarisation est représenté sur la figure 2.

En négligeant l'influence du courant de repos :

$$I_o = I_s \left(e^{\frac{U_o}{\varphi}} - 1 \right)$$

n'intervenant pas dans la charge du condensateur de mémoire, l'expression de la non-linéarité différentielle devient :

$$\epsilon''_1 = \frac{dU_e}{dU_s} - 1 = \frac{1}{e^{\frac{U_e}{\varphi}} \left(e^{\frac{I_s \tau}{Cm\varphi}} e^{\frac{U_o}{\varphi}} - 1 \right)} \qquad (2.2)$$

Cette dernière expression montre, comme on pouvait le prévoir, que le système à polarisation réduit considérablement la non-linéarité et que cette réduction est d'autant plus importante que le courant de polarisation est plus intense.

En effet, l'erreur dans les mêmes conditions que précédemment, pour une polarisation initiale de la diode U_o = 200 mV, n'est plus que de 0,5 %.

II.3. INFLUENCE DE LA FORME D'ONDE DU SIGNAL SUR L'ERREUR INTRODUITE A LA CHARGE.

Le schéma équivalent du circuit de charge est représenté sur la figure 3.

Jusqu'à présent le calcul de l'erreur introduite à la charge a été mené avec des impulsions rectangulaires. En pratique la forme des impulsions diffère de ces dernières, ce qui a pour conséquence d'introduire une erreur plus importante. Pour faciliter l'analyse on se propose d'étudier l'influence de la forme d'onde pour les grands signaux, pour lesquels la résistance différentielle de la diode peut être considérée comme une constante ; dans le même but on néglige également la résistance interne de la source du générateur.

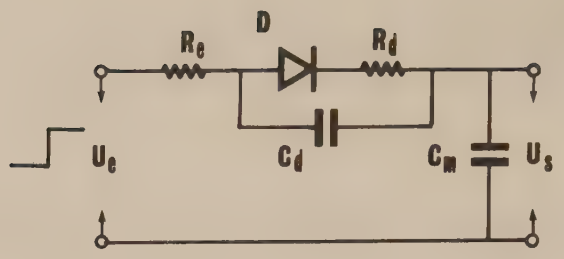


FIG 3

La réponse du circuit s'écrit :

$$U_s(p) = F(p) \cdot K(p)$$

avec

$$K(p) = \frac{b(p+a)}{a(p+b)} \qquad a = \frac{1}{Rd\ Cd} \qquad b = \frac{1}{Rd\ (Cm + Cd)}$$

F (p) est la fonction d'excitation.

Sur le tableau de la figure 4 nous avons représenté respectivement, les formes d'onde appliquées, les relations opérationnelles correspondantes et l'erreur introduite à la charge définie par la relation suivante :

$$\delta_{U_c} = \frac{U_{max} - U_s(t)}{U_{max}}$$

où U_{max} représente l'amplitude atteinte aux bornes du condensateur lorsque le rapport $\frac{\tau}{\tau_c} = m$ tend vers l'infini.

$\tau_c = (Cd + Cm)\ Rd$ constante de temps du circuit de charge.

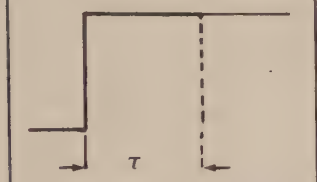
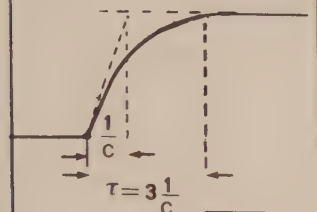
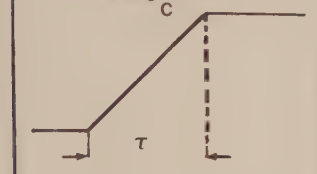
U_e	$F(p)$	δU_c	$m = \frac{\tau}{\tau_c}$
	$\frac{1}{p}$	e^{-m}	δ_1
	$\left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p+c}\right)$	$\frac{3}{m-3} e^{-3} - \frac{3}{m-3} e^{-m}$	δ_2
	$\frac{1}{p^2\tau}(1-e^{-p\tau})$ p	$\frac{1}{m}(1-e^{-m})$	δ_3

FIG 4

Sur le graphique de la figure 5 nous avons représenté les erreurs δU_c, calculées à l'aide des expressions données dans le tableau de la figure 4.

On doit préciser que l'erreur calculée est constante en fonction de l'amplitude, donc sans importance pratique. Le présent calcul a pour intérêt de faire ressortir l'importance de la forme d'onde et de la rapidité de l'analyseur dans les cas pratiques pour lesquels les constantes de temps sont dépendantes de l'amplitude.

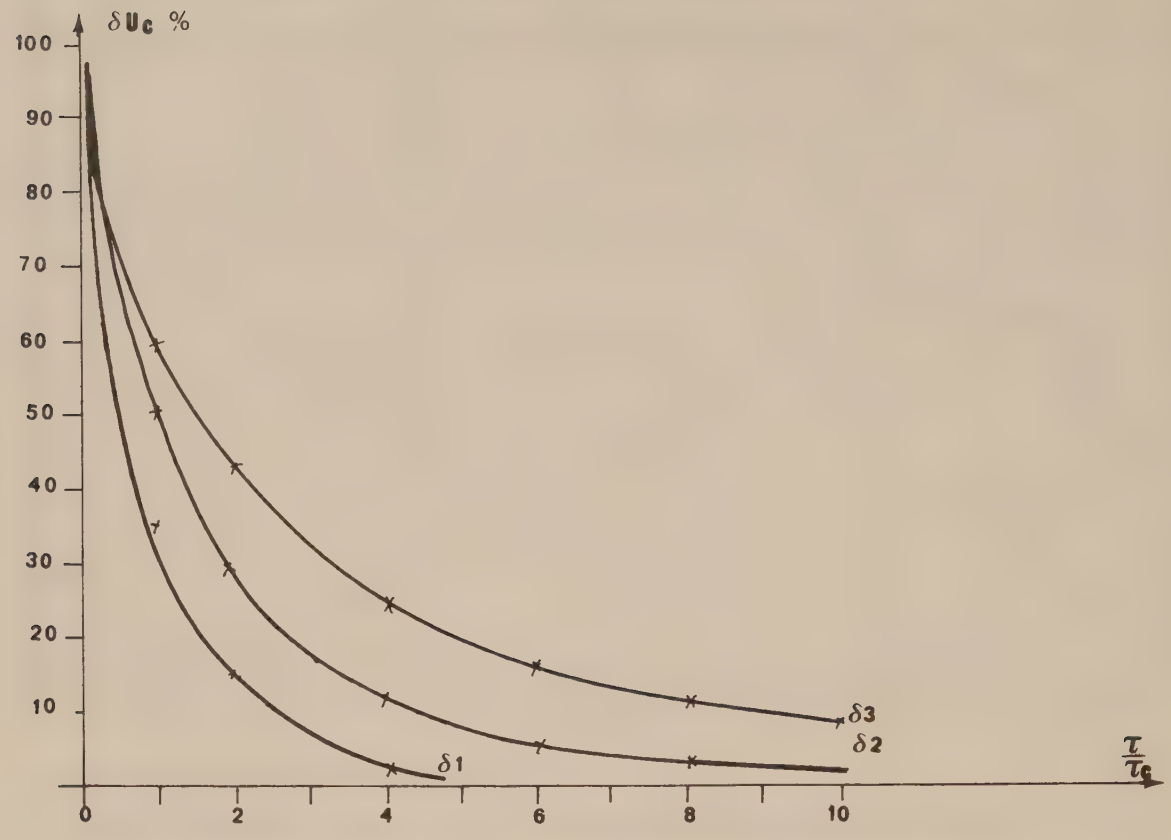


FIG 5

II.4. CIRCUIT DE CHARGE INCORPORE DANS UNE BOUCLE DE CONTRE-REACTION.

Cette méthode est universellement adoptée dans les analyseurs de précision ; elle consiste à introduire la diode de charge dans la boucle d'un amplificateur à contre-réaction.

Les figures 6 et 7 représentent respectivement le schéma de principe et équivalent d'un tel montage.

On peut montrer [4] que l'expression de la non-linéarité différentielle, pour un échelon rectangulaire, en supposant le dispositif à contre-réaction idéal et sans constante de temps, s'écrit :

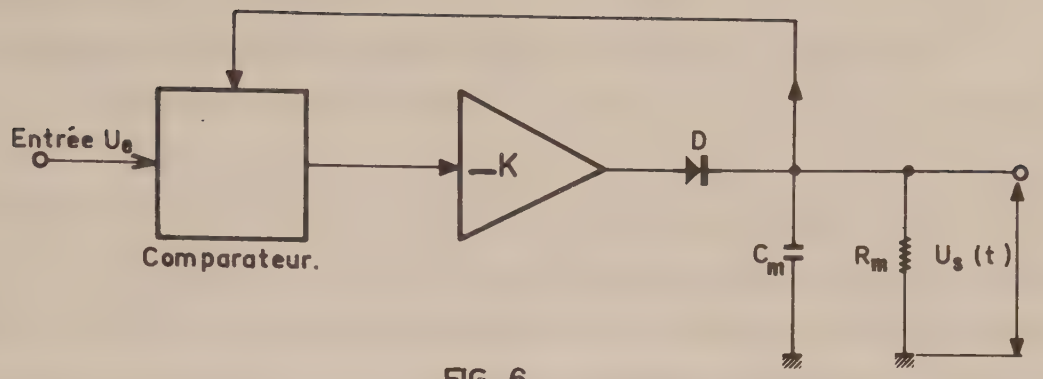


FIG. 6

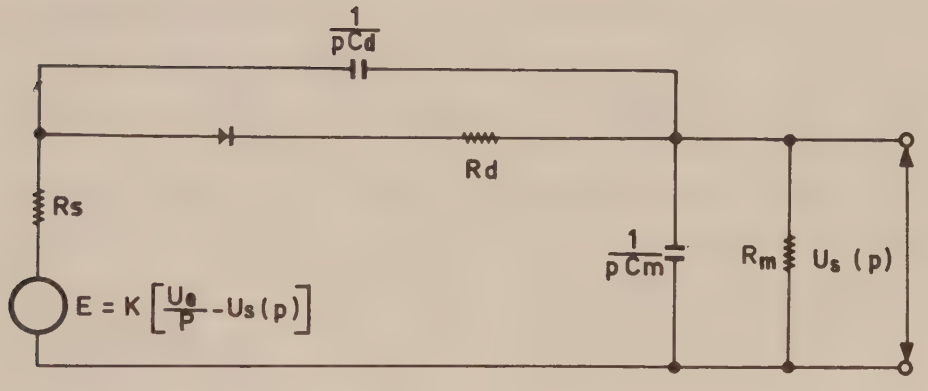


FIG. 7

$$\epsilon'_1 = \frac{1}{e^{\frac{U_e K}{\varphi}} \left(e^{\frac{I_s K \tau}{\varphi Cm}} - 1 \right)} \qquad (3.1)$$

K gain de l'amplificateur

U_e tension d'entrée.

Cette relation montre que l'introduction de la diode dans le système à contre-réaction équivaut à un rétrécissement dans le sens horizontal de la caractéristique directe de la diode ; en comparant cette dernière à l'expression (2. 1) on voit qu'à erreur égale, le système à

contre-réaction permet l'analyse des impulsions d'amplitude K fois plus faibles.

Une seconde conséquence importante de la contre-réaction est l'accélération du temps de charge du condensateur de mémoire.

Pour mettre en évidence ce qui vient d'être énoncé reportons-nous au schéma équivalent de la figure 7, ou pour la simplification la résistance directe de la diode R_d est considérée comme une constante, ce qui est justifié pour les forts signaux.

Les expressions relatives au schéma équivalent s'écrivent :

$$K \left[\frac{U_e}{p} - U_s (p) \right] = U_s (p) + I (p) \left[\frac{R_d}{1 + p R_d C_d} + R_s \right] \qquad (3.2)$$

avec :

$$I (p) = U_s (p) \left[\frac{1}{R_m} + p C_m \right]$$

C_d capacité de la diode

R_s résistance de sortie de l'amplificateur.

La résolution de ces équations, compte tenu que $R_m \gg R_d + R_s$, donne la valeur de la tension de sortie :

$$U_s (t) = \frac{K U_e}{1 + K} \left[1 - \frac{C_m}{C_m + C_d (1 + K)} e^{-\frac{t}{\tau_c}} \right] \qquad (3.3)$$

$$\tau_c = (R_d + R_s) \left(C_d + \frac{C_m}{1 + K} \right)$$

Il découle de cette dernière expression, que l'accélération du temps de charge résulte de la diminution de la capacité de mémoire équivalente dans le rapport (K + 1) fois ; en effet pour $K > \frac{C_m}{C_d} = N$ la constante de temps de charge $\tau_c \longrightarrow (R_d + R_s) C_d$.

Il peut être intéressant d'évaluer le gain en temps de charge du système à contre-réaction sur le système simple, constitué par une diode et un condensateur ; pour cela traçons la fonction $\frac{\tau d}{\tau' d} = f(K)$, où τ_d et τ'_d représentent respectivement la durée minimale admissible du système simple et du système à contre-réaction, pour une perte de charge donnée :

$$\delta U_c = \frac{U_{max} - U_s(t)}{U_{max}}$$

Les courbes de la figure 8 montrent l'effet du gain sur le facteur d'accélération $\frac{\tau d}{\tau' d}$ en fonction du coefficient d'amplification K en chaîne ouverte pour, $N = \frac{C_m}{C_d} = 100 - 200 - 400$ et pour une perte de charge $\delta U_c = 0,1\ \%$.

L'examen de la figure 8 montre que le gain sur la durée minimale admissible de l'impulsion d'entrée, pour une perte de charge donnée, croît d'autant plus vite avec le coefficient d'amplification K que le rapport $\frac{C_m}{C_d}$ est élevé. En conséquence, dans ce type de structure il est utile de choisir une diode à faible capacité C_d.

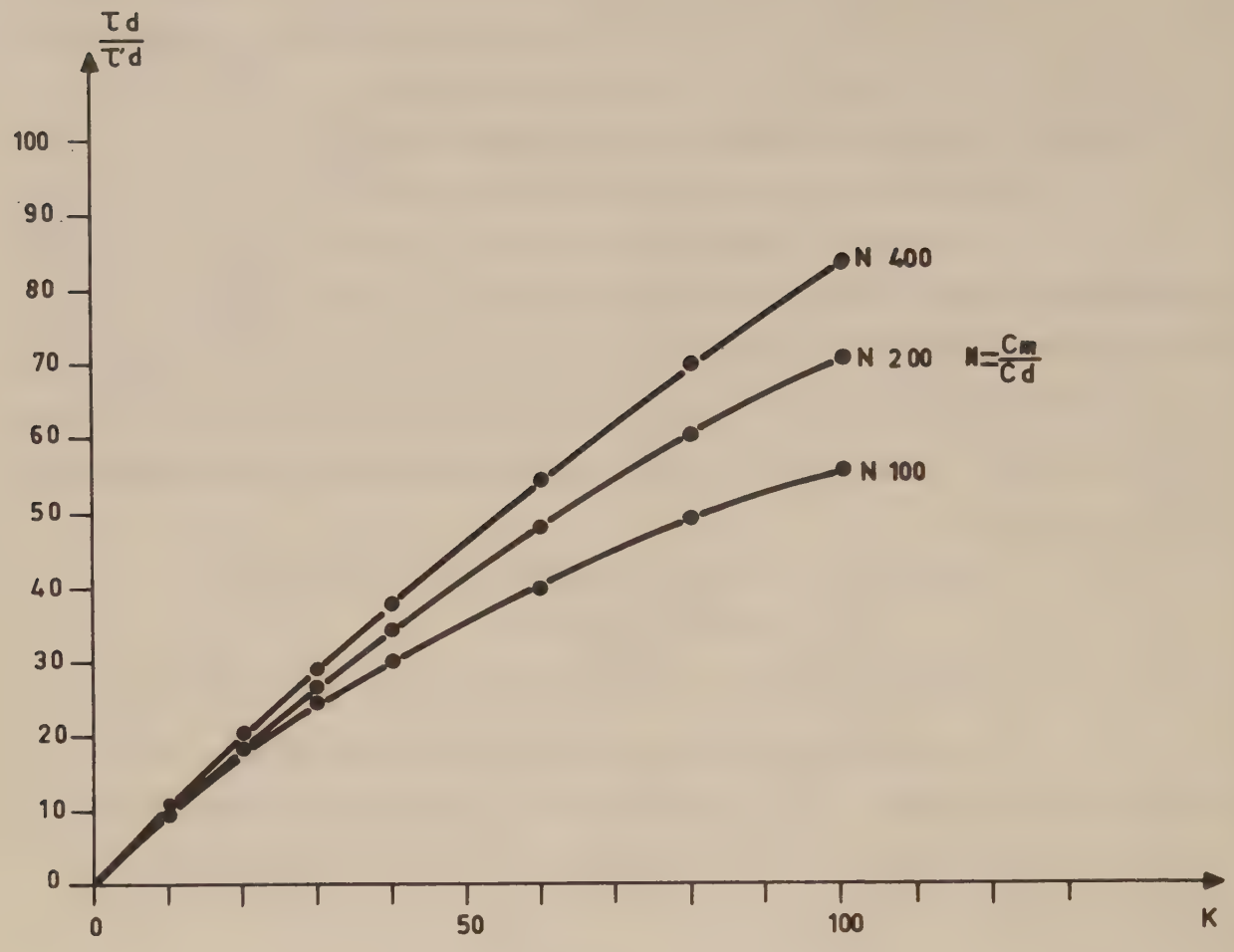


FIG. 8

II. 4. 1. Influence de la fonction de transfert de l'allongeur sur la non-linéarité.

Lors de l'établissement de l'expression (3. 3) nous n'avons pas tenu compte de la fonction de transfert de l'amplificateur et du comparateur.

En réalité pour certaines conditions de retard de l'impulsion dans la boucle, le système peut engendrer des oscillations voisines de la fréquence de coupure élevée, ayant pour conséquence l'introduction sur le sommet de l'impulsion allongée d'overshoots qui augmentent la non-linéarité.

Si dans l'expression (3.2) on exprime le coefficient d'amplification dans la boucle sous la forme suivante :

$$K(p) = \frac{K_o}{1 + p\,\tau_a}$$

où K_o est le coefficient d'amplification de l'amplificateur en basse fréquence, et τ_a, la constante de temps de l'amplificateur.

En négligeant la capacité de la diode C_d, l'expression opérationnelle de la fonction de transfert prend la forme suivante :

$$h(p) = B_1 \frac{1}{p\,(p^2 + 2\,\alpha\,p + \omega_o^{\,2})} \qquad (3.4)$$

où

$$B_1 = \frac{K(o)}{A \,.\, \tau_a^{\,2}} \quad ; \quad A = \frac{\tau_s}{\tau_a} \quad ; \quad \tau_s = (R_d + R_s)\, C_m \qquad (3.5)$$

$$\alpha = \frac{A + 1}{2\,A \,.\, \tau_a} \quad ; \quad \omega_o^{\,2} = \frac{1 + K(o)}{A \,.\, \tau_a^{\,2}}$$

Les racines de l'équation caractéristiques sont :

$$P_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^{\,2}}$$

Examinons les différentes solutions possibles de l'équation (3.4) :

1 - Pour $\omega_o^{\,2} > \alpha^2$ les racines sont complexes et la réponse impulsionnelle prend la forme suivante :

$$h(t) = \frac{K_o}{1 + K_o} \left[1 - \frac{\omega_o}{\omega} e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \theta) \right] \qquad (3.6)$$

avec $\omega = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2}$ $\qquad \theta = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\alpha}$

Le caractère oscillatoire de cette expression permet de dire que le système va engendrer une erreur supplémentaire, puisque l'amplitude, la phase et le décrément d'affaiblissement de la sinusoïde sont des fonctions de K_o et $\frac{\tau_s}{\tau_a}$.

2 - Pour $\omega_o^2 < \alpha^2$ les racines sont réelles, la fonction de sortie est monotone :

$$h(t) = \frac{K_o}{K_o + 1} \left[1 - e^{-\alpha t} \left(\operatorname{ch} Bt + \frac{\alpha}{B} \operatorname{sh} Bt \right) \right]$$

avec $B = \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2}$

Dans le cas limite $\omega_o^2 = \alpha^2$ où la réponse de transfert ne présente pas d'overshoots nous avons :

$$h(t) = \frac{K_o}{1 + K_o} \left[1 - e^{-\alpha t} (1 + \alpha t) \right] \qquad (3.7)$$

En développant la condition : $\omega_o^2 \ll \alpha^2$, nous obtenons :

$$K_o < \frac{(A + 1)^2}{4A} - 1 \quad \text{avec} \quad A = \frac{\tau_s}{\tau_a} \qquad (3.8)$$

Sur le graphique, figure 9, nous avons représenté la fonction $K_o = f(A)$, qui détermine la valeur maximale du coefficient d'amplification, pour laquelle la caractéristique de transfert ne présente pas d'overshoot.

La zone hachurée correspond aux conditions pour lesquelles la réponse temporelle présente un caractère oscillatoire. Nous voyons que pour chaque valeur de K_o il existe deux valeurs limites de $\frac{\tau_s}{\tau_a}$ qui satisfont aux conditions de réponse temporelle monotone. Par exemple pour un coefficient $K_o = 10$ les conditions de réponse temporelle sont :

$$40\ \tau_s \leqslant \tau_a \quad \text{et} \quad \tau_s \geqslant 40\ \tau_a$$

Nous voyons que ces conditions sont réalisables soit pour des impulsions d'entrée de grande durée $\tau_d > \tau_a$, soit pour des coefficients d'amplification de quelques unités ; dans les deux cas le gain sur l'accélération du temps de charge est négligeable.

Les réponses temporelles représentées sur la figure 10 concernent les points A_1, A_2 et A_3 de la figure 9, avec les conditions suivantes :

$$A_1 = \frac{\tau_s}{\tau_a} = \frac{0,1\ \mu s}{0,1\ \mu s} = 1 \quad , \quad A_2 = \frac{\tau_s}{\tau_a} = \frac{4\ \mu s}{0,1\ \mu s} = 40$$

$$A_3 = \frac{\tau_s}{\tau_a} = \frac{0,1\ \mu s}{4\ \mu s} = \frac{1}{40} \quad \text{et} \quad K_o = 10$$

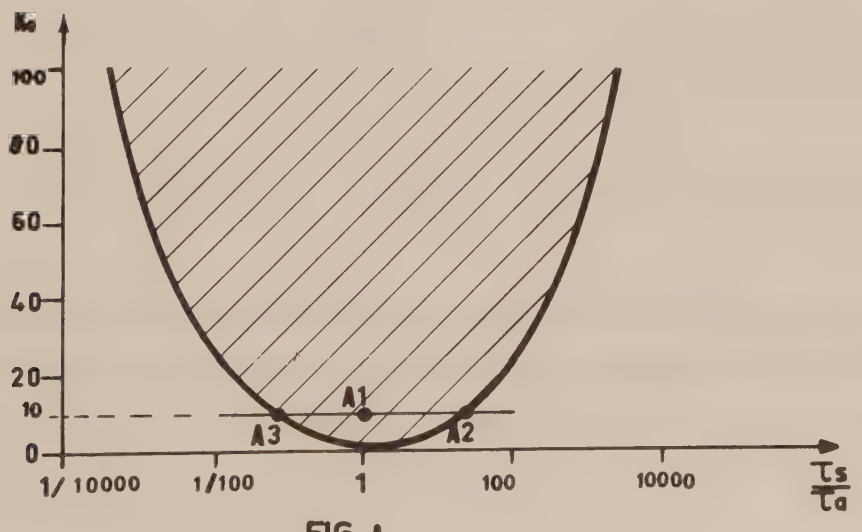
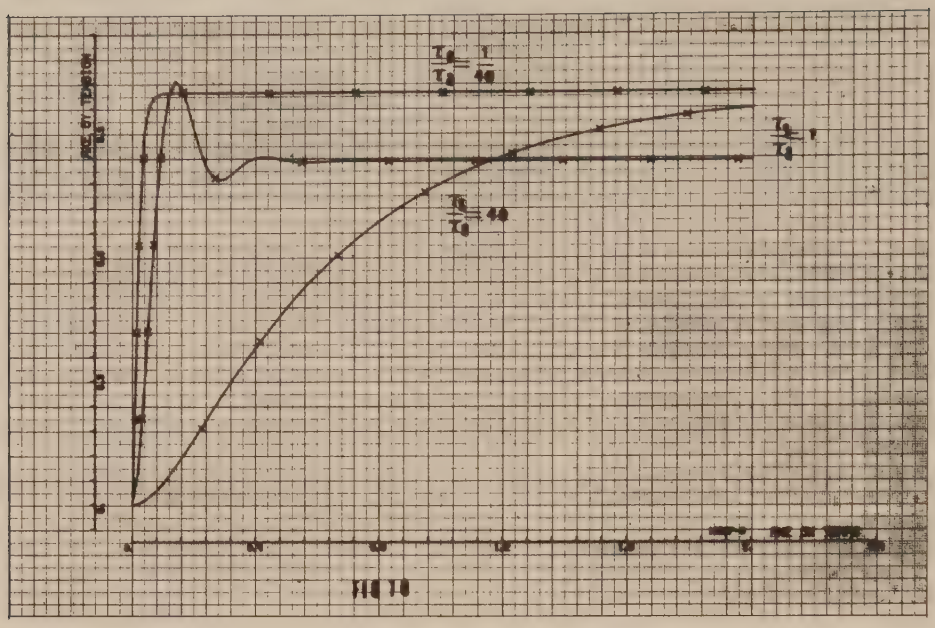


FIG. 9



Jusqu'à présent l'analyse du système a été menée pour un échelon d'entrée à temps de montée nul. Pour un échelon à temps de montée fini, il est possible d'augmenter le coefficient d'amplification K_o. Dans ce cas, la présence du processus oscillatoire pour certaines conditions de temps de montée, n'introduit pas d'overshoots sur la fonction de sortie. Pour mettre cela en évidence, appliquons à l'entrée du système un signal d'excitation de la forme :

$$u(t) = 1^\circ \quad (1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}})$$

où τ_e est la constante de temps de montée.

En appliquant l'intégrale de DUHAMEL à l'expression (3.6) et compte tenu des conditions initiales nous obtenons :

$$h(t) = \frac{K_o}{K_o + 1} \left[1 - C_1 \, e^{-\frac{t}{\tau_e}} + C_2 \, e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \theta) \right] \qquad (3.9)$$

avec :

$$C_1 = \frac{\omega_o^2}{\left(\frac{1}{\tau_e} - \alpha\right)^2 + \omega^2} \quad ; \quad C_2 = \frac{1}{\omega \, \tau_e} \sqrt{C_1}$$

Etant donné que le système détecte la composante alternative du signal décrit par la fonction (3.9), on peut donner une limite supérieure de l'amplitude de la réponse qui s'exprime par :

$$H_m(t) = \frac{K_o}{K_o + 1} \left[1 - C_1 \, e^{-\frac{t}{\tau_e}} + C_2 \, e^{-\alpha t} \right] \qquad (3.10)$$

D'après cette expression nous voyons que pour la condition $\alpha \geqslant \frac{1}{\tau_e}$, $H_m(t)$ n'a pas d'overshoot et tend d'une façon monotone vers $\frac{K_o}{K_o + 1}$.

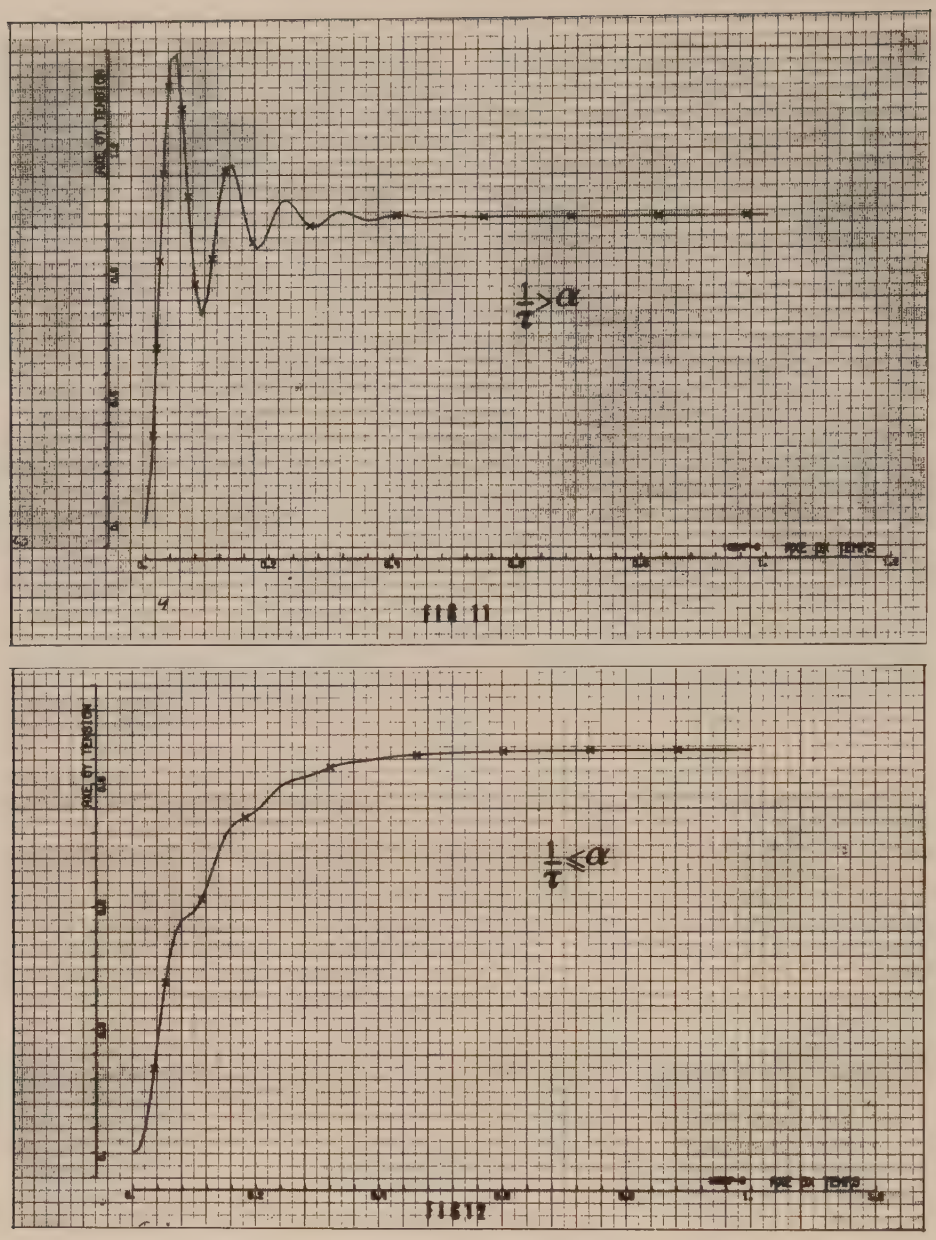
Sur les figures 11 et 12 nous avons représenté les fonctions $H_m(t)$ pour $\alpha \ll 1/\tau_e$ et $\alpha \geqslant 1/\tau_e$ pour les conditions suivantes :

$$\tau_e = 1 \text{ ns} \quad ; \quad \frac{\tau_s}{\tau_a} = 1 \quad ; \quad K_o = 100$$

et

$$\tau_e = 0{,}1 \ \mu\text{s} \quad ; \quad \frac{\tau_s}{\tau_a} = 1 \quad ; \quad K_o = 100$$

La détermination expérimentale d'absence d'overshoot est obtenue en appliquant à l'entrée du système des impulsions d'amplitude constante mais à fronts de montée variables ; dans ce cas la valeur crête du signal allongée doit être indépendante du front de montée.



II.4.2. Stabilisation de la réponse dynamique du dispositif à contre-réaction.

Une compensation en fréquence particulièrement intéressante est obtenue en insérant une résistance R_2 en série avec la capacité de mémoire.

Le schéma équivalent du dispositif à contre-réaction avec sa résistance de correction est représenté sur la figure 13.

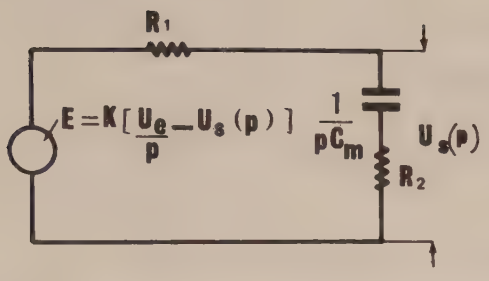


FIG 13

$$R_1 = R_s + R_d$$

R_s = résistance de sortie de l'amplificateur

R_d = résistance directe de la diode

R_2 = résistance de correction

$$K = \frac{K_o}{1 + p\,\tau_a}$$

τ_a = constante de temps de l'amplificateur de tension.

La réponse opérationnelle pour ce circuit s'écrit :

$$h(p) = \frac{p\,\theta\; a\,K_o + ba\,K_o}{p\,(p^2 + 2\alpha p + \omega_o^2)} \qquad \text{avec} \qquad \omega_o^2 = ba\,(1 + K_o)$$

$$2\alpha = b + a\,(1 + \theta\,K_o)$$

$$a = \frac{1}{\tau_a} \quad ; \quad b = \frac{1}{C\,(R_1 + R_2)} \quad ; \quad \theta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (3.11)$$

Comme précédemment, on distingue plusieurs types de solutions :

a) Pour $\omega_o^2 > \alpha^2$ les racines sont complexes et la réponse du système est égale à la somme d'une exponentielle et d'une oscillation amortie.

$$h(t) = \frac{K_o\,\theta}{\omega}\; a\, e^{-\alpha t} \sin \omega t + \frac{K_o}{K_o + 1}\left[1 - e^{-\alpha t}\left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t\right)\right] \qquad (3.12)$$

avec $\omega = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2}$

b) $\omega_o^2 < \alpha^2$ les racines sont réelles et la réponse de transfert présente un caractère apériodique :

$$h(t) = \frac{K_o \theta}{B} a e^{-\alpha t} \text{sh } Bt + \frac{K_o}{K_o + 1} [1 - e^{-\alpha t} (\text{ch } Bt + \frac{\alpha}{B} \text{sh } Bt)] \qquad (3.13)$$

avec $B = \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2}$

Dans le cas limite $\omega_o^2 = \alpha^2$ pour lequel la réponse passe du domaine oscillatoire au domaine apériodique ou monotone, s'écrit :

$$h(t) = K \theta a t e^{-\alpha t} + \frac{K_o}{K_o + 1} [1 - e^{-\alpha t} (1 + \alpha t)] \qquad (3.14)$$

En explicitant la condition $\omega_o^2 \leqslant \alpha^2$ nous obtenons l'expression suivante :

$$A^2 (1 + \theta K_o)^2 + 2 A (K \theta - 2 K - 1) + 1 \geqslant 0 \qquad (3.15)$$

avec $A = \frac{a}{b} = \frac{\tau_s}{\tau_a}$

A l'aide de l'expression ainsi obtenue on peut tracer les fonctions $K = f(A)$ pour différentes valeurs du paramètre θ. Planche 1. L'examen de la Planche 1 montre que pour chaque valeur du paramètre de compensation θ on distingue deux zones :

a) une surface à réponse temporelle oscillante comprise entre les courbes relatives à la valeur de θ considérée (exemple pour $\theta = 1/4$, zone à forte densité de points).

b) des surfaces où la réponse temporelle peut être aussi bien apériodique que monotone (exemple pour $\theta = 1/4$, zone claire et zone à faible densité de points).

La surface délimitée par les courbes $K = f(A)$ à $\theta = 0$ correspond au fonctionnement sans compensation $R_2 = 0$.

La recherche des maximums de l'expression (3.13) montre que la surface restante se subdivise en deux :

1 - une surface à réponse monotone limitée sur sa gauche, au-dessus de l'ordonnée $K = A - 1 = \frac{1 - \theta}{\theta}$, par la tangente verticale d'abscisse $A = \frac{1}{\theta}$ et au-dessous, par la courbe elle-même (zone claire).

2 - une surface à réponse avec overshoot située au-dessus du domaine d'oscillation amortie et limitée sur sa droite par la tangente d'abscisse $A = \frac{1}{\theta}$ (zone à faible densité de points).

Sur le graphique, nous avons tracé la droite d'équation $K = A - 1$ représentant le lieu géométrique des points à tangente parallèle à l'axe des ordonnées aux courbes $K = f(A)$.

A réponse temporelle monotone l'accélération maximale du temps de montée se trouve sur la droite $A = \frac{1}{\theta}$ et la réponse correspondante devient :

$$h(t) = \frac{K_o}{1 + K_o} \left(1 - e^{- (K_o + 1) \theta a t}\right) \qquad (3.16)$$

En explicitant la condition $A \geq \frac{1}{\theta}$ et tenant compte que l'on peut écrire $\tau_a = K \tau'_a$ avec $\tau'_a = \frac{C_p}{S}$ inverse du facteur de mérite de l'étage amplificateur, la condition de réponse monotone s'écrit :

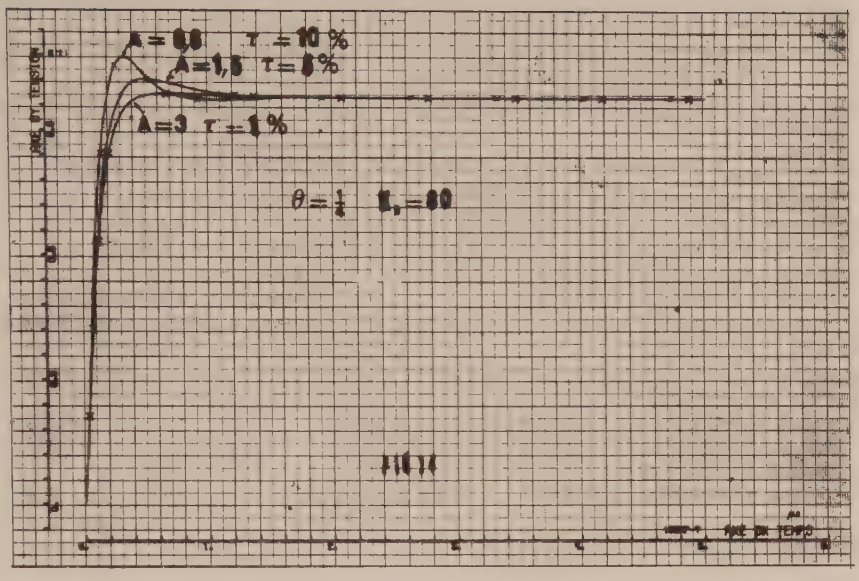
$$R_2 C \geq \frac{K_o C_p}{S} \qquad (3.17)$$

Dans le cas où cette condition ne permet pas d'obtenir un coefficient d'amplification suffisant, soit pour réduire la non-linéarité due à la diode, soit pour augmenter la vitesse de charge, il est possible de tolérer un léger overshoot ou bien d'intégrer le front de montée de l'impulsion d'entrée. Dans ce dernier cas, si τ_e est la constante de temps de montée de l'impulsion d'entrée la condition de réponse monotone sera $\alpha \geq \frac{1}{\tau_e}$, α étant la constante définie par l'expression (3.11).

Les réponses temporelles représentées sur la figure 14 montrent l'évolution du taux d'overshoot, dans la région à réponse apériodique, en fonction du rapport $A = \frac{a}{b}$ pour les conditions suivantes :

$$\theta = 1/4 \qquad K_o = 80.$$

Compte tenu de ce que le développement ne tient compte ni des déphasages dus aux retards des transistors, ni de la capacité parallèle de la diode de charge, la résistance de correction R_2 devra être ajustée expérimentalement.



En conclusion, l'étude du système montre que contrairement à l'amplificateur sans résistance de correction R_2, il est possible d'obtenir un coefficient d'amplification élevé tout en ayant des constantes de temps voisines, cas qui est généralement rencontré en pratique. De ce fait, la correction permet de réduire la contrainte qui existait sur le coefficient d'amplification optimal pour obtenir une non-linéarité minimale et un temps de charge suffisamment bref.

II. 5. ERREURS DUES AU RETOUR DE L'IMPULSION D'ENTREE A ZERO.

Au moment du retour de l'impulsion d'entrée à zéro le front négatif de cette dernière, accéléré par la fermeture de la porte linéaire qui précède l'allongeur, engendre aux bornes du condensateur de mémoire un saut de tension. Ce saut résulte de deux phénomènes : de l'évacuation des charges stockées par la diode et de l'effet de répartition de charge entre la capacité de mémoire et la capacité de transition de la diode.

Le premier phénomène est généralement négligeable avec des diodes à faible charge stockée et ne doit pas causer d'erreur (prélèvement d'une charge constante) si les impulsions sont de durée suffisante pour que le courant inverse de diode soit très faible juste avant le début de la décharge.

Pour expliciter le second phénomène reportons-nous au schéma équivalent de la figure 15 relatif à la décharge du condensateur de mémoire. Pour faciliter le raisonnement nous supposerons que l'impulsion appliquée sur l'allongeur est rectangulaire.

A l'instant $t = \tau_d$, la diode simulée par l'interrupteur se ferme et le condensateur se décharge selon la loi suivante :

$$U_s(t) = \theta\, U_e\, e^{-\frac{t_1}{\tau_d}} \qquad t_1 = t - \tau_d$$

$$\tau_d = R_m (C_m + C_d) \qquad \theta = \frac{C_m}{C_m + C_d}$$

U_e = tension aux bornes du condensateur avant la fermeture de l'interrupteur.

Nous voyons qu'à l'instant $t = \tau_d$, c'est-à-dire au moment de la redescente de l'impulsion d'entrée, la tension $U_s(\tau_d) = \theta\, U_e$ et l'échelon négatif qui se superpose à la tension de sortie est égal à :

$$\Delta U_e = U_e \frac{C_d}{C_d + C_m} \qquad (4.2)$$

La non-linéarité due à cet échelon résulte du fait que la capacité de transition de la diode est une fonction non-linéaire de la tension U_e appliquée à ses bornes ; en réalité, soit par l'interférence du piédestal engendré par la porte qui précède l'allongeur, soit par

l'allongeur lui-même, le front négatif qui engendre cet échelon est toujours supérieur à U_e.

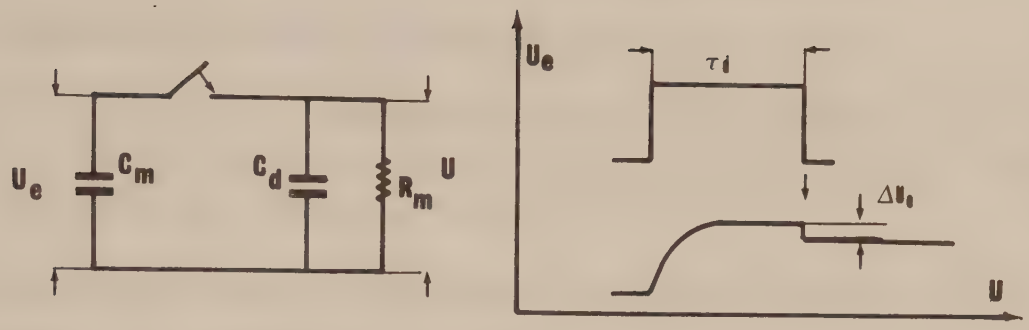


FIG 15

Calculons l'erreur introduite par une diode à jonction abrupte dont la capacité de transition est donnée par la relation suivante :

$$C_d = C_{do} \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + U_e + V}}$$

Cette erreur sera approximativement égale :

$$\epsilon_2 \simeq \frac{C_{do}}{C_m} \left[\frac{\overline{U_e} + V + 2\varphi}{2(\overline{U_e} + \varphi + V)} \cdot \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + \overline{U_e} + V}} - \frac{U_e + 2\varphi + V}{2(U_e + \varphi + V)} \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + U_e + V}} \right] 100\ \% \qquad (4.3)$$

avec :

C_{do} capacité de la jonction sans polarisation

φ est la différence de potentiel de contact qui est égale pour une diode au silicium à 0,7 V

V tension constante introduite par la porte ou l'allongeur

U_e tension aux bornes du condensateur

$\overline{U_e}$ valeur moyenne de U_e.

La contribution de cette erreur sur la non-linéarité totale pour des valeurs types de (C_{do} = 10 pF ; C_m = 1 000 pF ; U_e = 5 V ; V = 2 volts) est de - 0,16 % pour U_e = 0 et + 0,05 % pour U_e = 10 volts.

De l'expression (4.3) il résulte que la réduction de la non-linéarité est directement subordonnée au rapport $\frac{C_{do}}{C_m}$.

Selon certains auteurs [2] cette non-linéarité peut être en principe éliminée en séparant la diode de charge du condensateur par un amplificateur de courant supposé idéal et unidirectionnel (fig. 16).

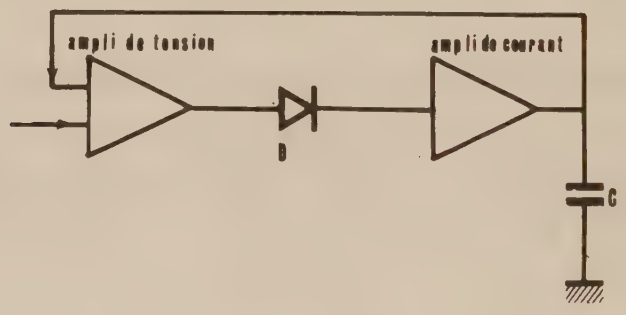


FIG 16

II. 6. ERREURS DUES A LA DECHARGE DU CONDENSATEUR DE MEMOIRE.

Les principales sources de non-linéarité pendant la décharge du condensateur de mémoire sont :

1 - l'inconstance du courant de décharge,

2 - la mise en parallèle sur la capacité de mémoire, pendant la décharge de la capacité non-linéaire de la diode, ainsi que la capacité de transfert du générateur à courant constant,

3 - la conductance non-linéaire de la diode pour les faibles tensions de blocage,

4 - résistances parasites shuntant le condensateur de mémoire,

5 - régime transitoire résultant de l'application du courant de décharge ; cette cause n'a d'effet sensible que pour les amplitudes faibles.

Pour évaluer l'influence des sources d'erreurs énumérées ci-dessus, à l'exclusion de la dernière, reportons-nous au schéma équivalent relatif à la décharge du condensateur de mémoire, figure 17.

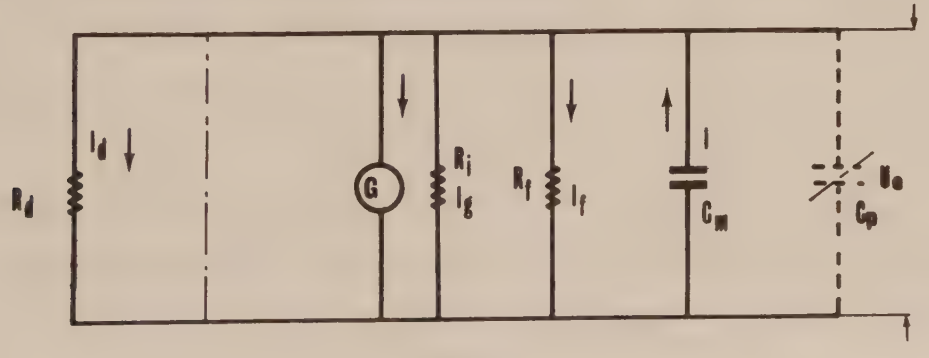


FIG 17

Pour calculer la non-linéarité différentielle due aux résistances qui shuntent le condensateur, résolvons par rapport à l'intervalle de conversion T, l'équation différentielle relative à la décharge du condensateur :

$$- C \frac{d U_e}{dt} = I + \frac{U_e}{R_{eq}}$$

Après résolution et simplification nous obtenons :

$$\epsilon_3 = \frac{\frac{dT}{d U_e} - \frac{\overline{dT}}{d U_e}}{\frac{\overline{dT}}{d U_e}} = \frac{\overline{U_e} - U_e}{R_{eq} I - \overline{U_e}} \quad 100\ \% \qquad (5.1)$$

avec

$$\frac{\overline{dT}}{d U_e} = \frac{1}{U_e} \int_o^{U_e} \left(\frac{dT}{d U_e} \right) dU_e$$

$\overline{U_e}$ valeur moyenne de l'amplitude maximale mise en mémoire

I courant constant en régime statique

$R_{eq} = R_i // R_f$ R_i résistance interne au générateur à courant constant

R_f résistance de fuite shuntant le condensateur.

La contribution de cette erreur sur la non-linéarité totale représente approximativement $\pm$ 0,02 % pour I = 200 microampères et $R_{eq} = 10^8$ Ω.

D'une façon analogue on détermine la non-linéarité différentielle due à l'effet de shunt de la diode de charge.

$$-C\frac{dU_e}{dt} = I + I_s\left(e^{-\frac{U_e}{\varphi}} - 1\right)$$

$$\epsilon_4 = \frac{e^{-\frac{U_e}{\varphi}} - e^{-\frac{\overline{U}_e}{\varphi}}}{-\frac{I}{I_s} + e^{-\frac{\overline{U}_e}{\varphi}} - 1} \quad 100\ \% \qquad (5.2)$$

I_s courant de saturation de la diode

U_e tension inverse appliquée sur la diode

$\overline{U_e}$ valeur moyenne de U_e

I courant constant de décharge.

L'analyse de l'expression (5.2) montre que cette erreur est essentiellement limitée aux premiers canaux (0,1 %) ; elle peut être réduite par l'emploi d'un piédestal.

La non-linéarité différentielle due à la mise en parallèle sur C_m de la capacité inverse de la diode, ainsi que la capacité de sortie du générateur à courant constant s'exprime par :

$$-\frac{dt}{dU_e} = \frac{C_m + C_p(U_e)}{I}$$

$$\epsilon_5 = \frac{C_p}{C_m}\left(\sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + \overline{U}_e}} - \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + U_e}}\right) 100\ \% \qquad (5.3)$$

Pour des valeurs typiques de (C_p = 20 pF ; C_m = 1 000 pF ; $\overline{U_e}$ = 5 volts ; φ = 0,7 volt) : ϵ_5 = - 1,2 % pour U_e = 0 et + 0,2 % pour U_e = 10 volts.

Il faut noter que dans les convertisseurs amplitude-temps à contre-réaction, il est nécessaire de tenir compte également de la non-linéarité de l'amplificateur, laquelle, comme on le sait, est égale à la sommation des non-linéarités, du coefficient d'amplification en courant, du circuit d'entrée et de l'étage séparateur se trouvant dans le circuit de contre-réaction.

Pratiquement cette erreur n'est sensible que pour des amplitudes élevées ; pour un circuit bien étudié elle n'excède par 0,2 %.
La non-linéarité du convertisseur varie quelque peu avec la température. L'augmentation de la température fait croître les courants de fuite (I_s, I_{Co}), la capacité de la diode et les capacités des transistors connectés sur le condensateur de mémoire, ce qui a pour conséquence d'augmenter les erreurs ϵ_2, ϵ_3, ϵ_4 et ϵ_5.

II.7. CONSIDERATIONS SUR LES CAUSES D'ERREURS ANALYSEES.

Pour l'allongeur que nous avons adopté, dont le schéma de principe est représenté sur la figure 6, l'erreur ϵ'_1, pour des impulsions dont le front de montée est $\geqslant$ 0,1 µs, peut être considérée comme négligeable. Le choix de la valeur de la capacité de mémoire doit tenir compte de l'erreur ϵ_2 et du courant maximal que peut fournir le système de charge. Pour minimiser les erreurs de linéarité, la diode de charge doit satisfaire aux conditions suivantes :

- faible temps de stockage (erreur ϵ_2)
- faible capacité de transition (erreurs ϵ_2 et ϵ_5)
- faible courant inverse (erreurs ϵ_3 et ϵ_4).

Ces deux dernières conditions sont également valables pour les éléments actifs connectés sur le condensateur de mémoire (transistor du générateur à courant constant, émetteur suiveur de contre-réaction).

Les deux premières conditions sont généralement remplies avec des diodes rapides, la troisième condition exige des diodes au silicium à faible courant de fuite, de l'ordre de 10^{-8} ampères.

Pour ce qui est du générateur à courant constant et de l'émetteur suiveur de contre-réaction, les deux dernières conditions sont satisfaites par l'emploi de transistors à effet de champ à fréquence de coupure élevée.

Il faut également noter que les conditions relatives à une faible non-linéarité coïncident avec celles requises pour l'obtention d'une bonne stabilité thermique.

II.8. MESURE DES LINEARITES.

II.8.1. Linéarité intégrale.

La méthode habituellement employée par les physiciens consiste à utiliser un assortiment d'isotopes étalonnés. Après détermination des coordonnées des pics enregistrés par l'analyseur en numéro de canal, par les points obtenus on trace une droite de telle façon que l'écart entre les points et la droite soit minimal. La non-linéarité est l'écart entre ces points et la droite.

Lors de l'utilisation de cette méthode il faut tenir compte de différentes erreurs : non-linéarité de la chaîne de spectrométrie, influence du taux de comptage sur le déplacement du niveau de référence et sur le coefficient de conversion.

La précision que l'on peut en attendre est de l'ordre de 0,2 % ; son mérite est la condition réelle d'utilisation.

La seconde méthode de mesure utilise des générateurs de précision à commutation électromécanique ou électronique. Le premier permet de déterminer une amplitude avec une précision de l'ordre de 0,05 % mais la fréquence est limitée. Le second type présente l'avantage d'avoir une fréquence variable et élevée.

La mesure s'effectue généralement pour 10 points répartis uniformément sur la gamme de l'analyseur. Pour avoir une définition précise de l'amplitude mesurée par l'analyseur, on ajuste l'amplitude du générateur de façon à ce que le contenu de deux canaux adjacents soit identique.

II.8.2. Linéarité différentielle.

Pour définir la caractéristique de mesure de l'analyseur d'amplitude, la linéarité différentielle est la mieux adaptée. L'intérêt qu'on y porte tient d'une part, à ce qu'elle mesure directement les défauts de linéarité d'origine analogique que nous venons de décrire dans ce chapitre et, d'autre part, à ce qu'elle met en relief la non-uniformité de la largeur des canaux, inhérente au processus de quantification (exemple canaux pairs de largeur systématiquement inférieure ou supérieure, à celle des canaux impairs). Notons également que lors de l'élaboration d'un analyseur elle permet d'étudier rapidement l'influence des composants et des circuits électroniques.

La méthode consiste à appliquer à l'analyseur un ensemble d'impulsions dont la densité d'amplitude est constante et à examiner le spectre résultant. Soit $\bar{N}$ le nombre moyen d'impulsions enregistré par

canal et N_c le nombre d'impulsions contenu dans le canal de rang c, l'erreur de linéarité différentielle correspondant à ce canal est :

$$Ld = \frac{N_c - \bar{N}}{\bar{N}}$$

Un procédé courant dont le seul avantage est de faire travailler l'analyseur dans des conditions plus proches de l'exploitation réelle, consiste à lui appliquer une portion de spectre dû à l'effet COMPTON en utilisant une source de cobalt 60, par exemple, et un détecteur à scintillations. En plus de sa lenteur on peut lui attribuer une partie des inconvénients relatifs à la mesure de linéarité intégrale par la méthode des isotopes.

La méthode que nous avons adoptée, proposée pour la première fois par DRAPER [3], consiste à utiliser un générateur de rampe échantillonné périodiquement, figure 18. Un des avantages de cette méthode est la rapidité d'acquisition (fluctuations statistiques plus faibles).

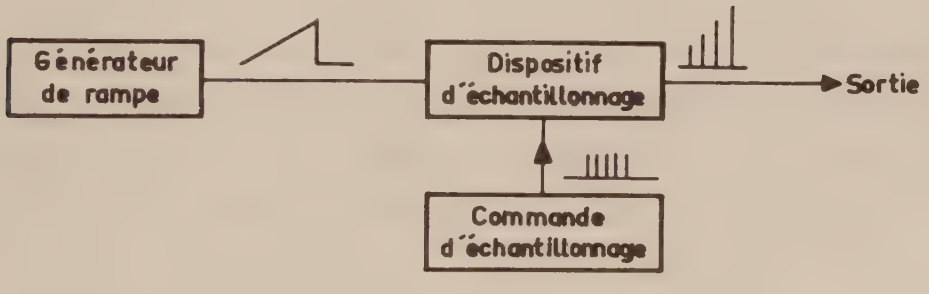


FIG.18

Dans ce type de générateur la précision de mesure est déterminée principalement par la linéarité de la rampe de référence et le dispositif d'échantillonnage dans le cas où celui-ci est électronique. Sur les premiers générateurs la rampe était engendrée par un intégrateur opérationnel sur lequel on appliquait un saut de tension ; la linéarité intrinsèque du système était évaluée théoriquement.

Pour effectuer l'échantillonnage on n'accordait de confiance qu'aux relais électromécaniques à contacts mouillés au mercure dont la fréquence d'excitation maximale était de 200 Hz, ce qui introduisait un temps de mesure prohibitivement long. Nous avons développé pour nos besoins un générateur à échantillonnage électronique [5] de fréquence maximale 20 KHz. Une méthode de mesure originale [4] nous a permis de déterminer sa propre non-linéarité différentielle qui a été trouvée égale à environ 0,1 %.

TROISIEME CHAPITRE.

DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE.

III. 1. ORGANISATION GENERALE.

Le schéma fonctionnel est représenté sur la planche 2.

Le signal d'entrée est appliqué simultanément sur l'allongeur, par l'intermédiaire de la porte linéaire, et sur le discriminateur à très bas niveau qui commande la logique de coordination.

Dès que l'impulsion est mise en mémoire, elle est soumise au sélecteur monocanal qui, via la logique de coordination, peut rejeter par décharge rapide du condensateur de stockage, les informations qui ne satisfont pas aux conditions affichées.

Le signal "T_o" issu de l'allongeur, définissant le passage par le maximum de l'impulsion d'entrée, mis en forme par la logique de coordination, referme la porte et commande la fonction de seuil canal zéro.

Ce signal est également appliqué à l'échelle de codage qui comprend l'oscillateur, les circuits de mise en phase et le registre d'adresse. L'impulsion "T_o" qui en résulte, mise en phase avec les impulsions du train horloge, commande le début de la décharge linéaire.

Dès que la dent de scie atteint le potentiel de référence l'allongeur fournit à l'échelle de codage un signal T_n qui, après mise en phase, referme la porte qui libérait les impulsions du train horloge vers le registre d'adresse.

Les états des bascules du registre d'adresse représentent la valeur numérique de l'amplitude analysée. Le résultat de conversion, codé en binaire naturel, est transféré en parallèle vers l'unité mémoire. Ce transfert s'effectue de façon automatique à partir du front T_n ou à la demande de l'unité mémoire.

III.2. PORTE LINEAIRE.

III.2.1. Considérations générales.

La porte linéaire est principalement destinée à restreindre l'accès de l'analyseur en amplitude aux seules impulsions d'entrée qui satisfont à un certain nombre de critères choisis au gré de l'expérimentateur : coïncidence avec un autre événement, conditions imposées à l'amplitude, absence d'empilement et de dérive du niveau de base, etc...

On distingue deux modes de fonctionnement selon que la porte est fermée ou ouverte à l'état de repos ; dans le premier mode, la porte est généralement précédée d'une ligne à retard qui procure l'attente nécessaire pour la prise de décision d'agrément ou de rejet. La porte

filtre donc les informations à analyser, évitant les mesures erronées ou l'immobilisation inutile de l'analyseur. Elle peut être également utilisée pour échantillonner des tensions lentement variables.

Les deux qualités essentielles d'une porte linéaire peuvent s'exprimer de la façon suivante :

1) lorsqu'elle est ouverte, elle doit reproduire l'impulsion d'entrée avec autant de fidèlité que possible,

2) lorsqu'elle est fermée, elle doit interdire formellement l'entrée aux impulsions et pendant la fermeture de ne pas engendrer des signaux parasites.

La première qualité implique que la stabilité, la linéarité et la bande passante soient au moins comparables à celles de l'amplificateur qui précède.

Les signaux indésirables sont dus à des effets résultant :

a) du coefficient de transmission non nul de la porte lorsqu'elle est fermée ; on peut, à ce propos, définir un facteur de rejet qui est le facteur par lequel l'amplitude se trouve divisée lorsque la porte passe de la position ouverte à la position fermée.

b) des perturbations apportées par la commutation de la porte à niveau d'entrée nul ; ces perturbations se trouvent sous deux formes : les régimes transitoires de commutation et le piédestal.

La présence d'un piédestal, surtout s'il est dans le même sens que l'impulsion, n'est pas obligatoirement un inconvénient, pourvu que son amplitude soit constante. Il peut même être voulu dans certains cas

pour servir à plusieurs fins : comme impulsion de référence pour tester la position des canaux bas d'un analyseur d'amplitude et pour corriger cette position dans une chaîne de spectrométrie stabilisée ; on l'utilise également pour augmenter la dynamique de l'allongeur [1].

III. 2. 2. Principe de fonctionnement.

La porte utilisée [3] dans le convertisseur analogique digital est une version améliorée de celle que nous avons présentée pour la première fois en 1963 [2].

La porte est un système de commutation symétrique dont une seule voie est utilisée (fig. 1).

Le principe consiste à mettre à profit la faible impédance d'entrée offerte par un amplificateur opérationnel pour atténuer fortement le signal sur une voie, tandis qu'il est amplifié linéairement sur l'autre. Le schéma équivalent de la figure 2 illustre le fonctionnement dans le cas où la porte est fermée (dans le cas présent la sortie est prise sur S_2).

L'inverseur électronique représenté schématiquement sur la figure 2 permute le rôle des deux voies.

Le facteur de rejet pour la sortie S_2 s'exprime :

$$F = \frac{V_e}{V_{S2}} \simeq \frac{R_3}{R_1} \left[(1 + G) . \frac{R_2 + R_{S2}}{R_2} \right]$$

G = gain de l'amplificateur en chaîne ouverte.

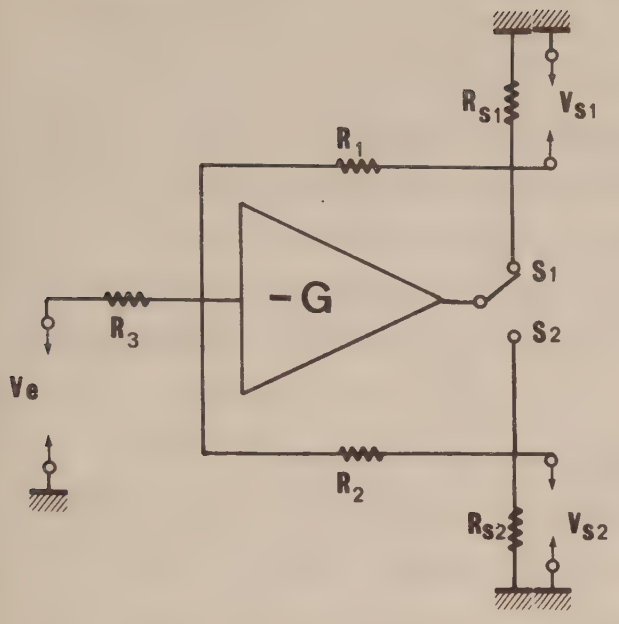


FIG 1

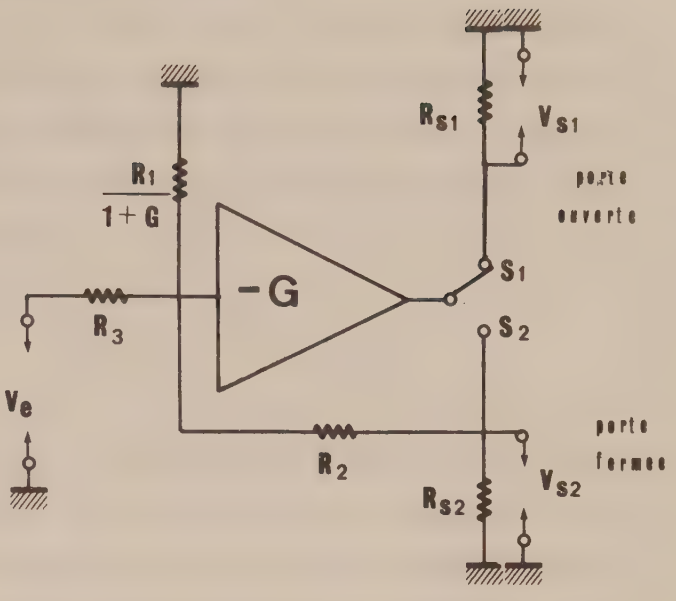


FIG 2

III. 2. 3. Description (planche 3).

La porte linéaire comporte un inverseur bipolaire constitué par les transistors Q 21, Q 22 et Q 23, Q 24 montés pratiquement en base commune et un amplificateur constitué par les transistors Q 8, Q 14, Q 17 et Q 18.

En régime "porte fermée" et en l'absence de signal, le courant de repos I_0 circule à travers les transistors Q 22 et Q 24 et la tension aux bornes de R_{s1} est nulle. Si une impulsion est appliquée à l'entrée, le courant de signal I_s développe une tension aux bornes de R_{s1}.

L'ouverture de la porte est provoquée par l'application d'un créneau négatif à fronts raides sur les bases de Q 22 et Q 23 amenant respectivement le premier au blocage et le second à la conduction ; le courant I_s se trouve ainsi dérivé dans la branche constituée par les transistors Q 21 et Q 23. La contre-réaction est alors assurée par la résistance R_{c2}.

Dans le but d'améliorer la stabilité thermique du seuil de base, le maximum de gain a été reporté sur le premier étage qui est constitué par un différentiel apparié en gain et en tension base-émetteur ; dans le même but, les diodes CR 5, CR 6, CR 8 et CR 9 réduisent les dérives thermiques du second ordre qui sont engendrées par les étages suivants et la diode Zener CR 7.

Le réseau de résistances R 200, R 199 et la diode CR 34, connecté sur la sortie complémentaire de la porte, compense les dérives globales du seuil de base du convertisseur analogique-numérique ; ces dernières sont engendrées principalement par l'émetteur suiveur d'entrée (différence des V_{be} des deux transistors Q 1 et Q 2), par l'instabilité du courant de base du premier étage de l'allongeur et par l'instabilité du générateur de seuil canal zéro.

Le piédestal que nous avons volontairement introduit est engendré par le pont de polarisation R 34 - R 37. Dans la suite de l'exposé, nous expliciterons les diverses raisons qui ont justifié la présence d'un piédestal ; l'amplitude de ce dernier doit être au minimum égale à l'amplitude du transitoire engendré lors de la commutation de la porte.

Les résistances R 39 et R 40 minimisent par compensation l'influence des tensions d'alimentation sur le niveau de base.

III.2.4. Amélioration du facteur de rejet de la porte.

Dans les expériences mettant en jeu des taux de comptage élevés, la contribution de l'analyseur à l'élargissement du pic énergétique analysé est dû au transfert non nul de l'impulsion d'entrée au travers de la porte fermée qui vient moduler le niveau de référence de la dent de scie, au moment de la définition de l'instant "T_n" de l'impulsion au cours d'analyse.

Pour pallier cet inconvénient, la solution que nous avons adoptée en premier lieu consiste à faire précéder la porte principale d'une porte simplifiée du type diviseur de tension dont le bras série est constitué par une fraction de la résistance d'entrée de la porte principale et l'autre bras par le transistor Q 6 qui est amené à la saturation pendant la fermeture.

Une seconde solution, qui a été apportée par la suite et qui permet d'éliminer la porte secondaire, consiste à intercaler entre les deux voies de sortie de la porte principale une résistance R_a (fig. 3).

Le rôle de cette résistance est de transmettre sur la voie S_2, lorsque la porte est fermée, une fraction de signal égale et opposée à celle qui est transmise par le chemin de contre-réaction direct R3-R2.

L'expression donnant la valeur de R_a pour un coefficient de transfert nul s'écrit :

$$R_a \simeq (1 + G) \cdot R_{s2}$$

G = gain de l'amplificateur en chaîne ouverte.

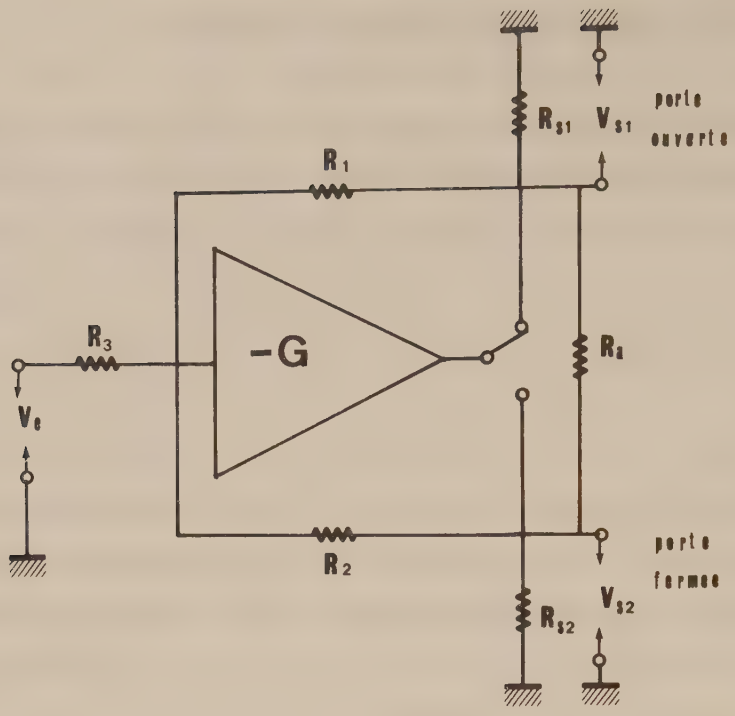


FIG 3

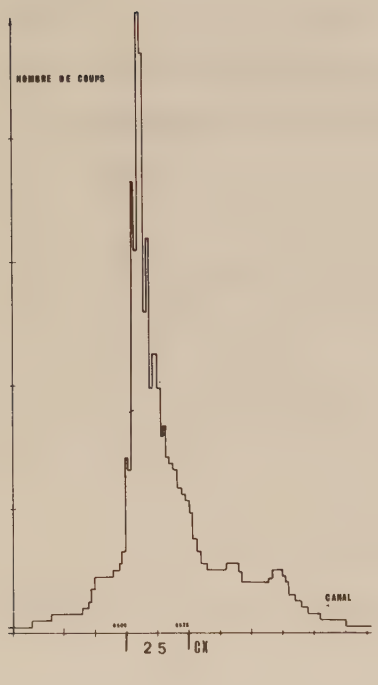


FIG 4

FIG 5

FIG 6

FIG 7

Les figures 4 et 5 représentent respectivement l'allure d'un pic monoénergétique enregistre à l'aide d'un analyseur ayant un faible facteur de réjection (de l'ordre de 200). et l'allure du même pic enregistré à l'aide de notre analyseur comportant les deux portes en cascade.

Les figures suivantes donnent la même représentation dans le cas où la porte secondaire est supprimée et remplacée par la résistance R_a.

Figure 7 - R_a = 1 Mn, valeur correspondant approximativement à l'annulation du coefficient de transfert en "porte fermée".

Figure 6 - R_a = 500 000 n , valeur que nous avons volontairement choisie pour confirmer l'explication ; dans le cas présent, la fraction de signal introduite par la résistance R_a est supérieure et de phase opposée à celle qui passerait à travers la porte fermée en l'absence de R_a.

Les conditions d'expérience sont les suivantes : les impulsions appliquées sur le convertisseur sont distribuées aléatoirement dans le temps avec une fréquence moyenne de 300 000 impulsions par seconde ; la durée de l'impulsion est de 1 µs et l'amplitude de 8 volts, la pente de conversion est de 8 192 canaux pour 10 volts.

III.3. ALLONGEUR - COMPARATEUR.

III.3.1. Considérations générales.

L'allongeur-comparateur est le circuit le plus critique du convertisseur analogique-numérique ; la plupart des performances sont

sous sa dépendance, à l'exception de la linéarité et de la stabilité qui sont également influencées par la porte linéaire.

Les fonctions principales qu'il doit remplir sont les suivantes :

a) transmettre le signal d'entrée sur le condensateur de mémoire avec le maximum de fidélité et dans une large gamme de formes d'impulsions,

b) posséder une stabilité thermique en gain et seuil de base compatible avec les performances demandées ;

c) accessoirement, fournir un signal de durée égal au temps de décharge.

III.3.2. Description (planche 3).

Le point de fonctionnement au repos de l'allongeur à contre-réaction constitué par les transistors Q 35, Q 33, Q 38, Q 41 est maintenu en classe AB par le courant constant de décharge circulant au travers de la diode CR 22. Simultanément à l'arrivée de l'impulsion d'entrée qui charge le condensateur de mémoire, on bloque le courant constant de décharge. La tension de contre-réaction est prélevée sous haute impédance par le transistor à effet de champ Q 39 et l'émetteur suiveur Q 34, pour être appliquée au réseau de contre-réaction R_{75}, R_{71}, R_{70}.

Après le passage par le maximum, au moment de la redescente de l'impulsion d'entrée, la diode CR 22 se bloque, l'amplificateur se déboucle et, avant d'atteindre la saturation, amplifie avec son gain en chaîne ouverte le signal de comparaison (base de Q 35) résultant de la tension maintenue aux bornes du condensateur de mémoire et de la redescente de l'impulsion d'entrée.

Sur le collecteur de Q 35, le front positif du créneau qui en résulte et que nous appellerons "T_o" est appliqué sur la porte linéaire d'entrée et sur le circuit de mise en phase de l'échelle d'adresse ; celui-ci renvoie un front positif "T'_o" qui vient commander le début de décharge linéaire. Lorsque la tension aux bornes du condensateur a atteint un potentiel de référence, qui dans le cas présent est voisin de zéro sur la base de Q 35, l'amplificateur se reboucle et délivre un front "T_n" qui indique la fin de la décharge.

Pour améliorer la stabilité dynamique de l'allongeur et pour rendre la définition du maximum plus précise, la premier étage comporte des transistors à fréquence de coupure élevée.

En ce qui concerne l'instabilité du gain de conversion, elle est essentiellement due à la variation du gain en courant de l'étage d'entrée et de l'étage séparateur situé sur le chemin de la contre-réaction ; pour minimiser cet inconvénient, on utilise des transistors à fort gain "β ".

La nécessité de la cellule d'intégration R 70. C 20 située à l'entrée de l'allongeur ainsi que des compensations R 116 - R 120 en série avec le condensateur de mémoire a été explicitée dans le chapitre II, paragraphe II. 4. 1

III. 3. 3. Générateur de rampe (planche 3).

Ce circuit comporte une source de courant constant constitué par le transistor Q 46 dont la dérive thermique est compensée par le transistor Q 47 de sorte que le coefficient de température sur le courant est inférieur à 10^{-5}/°C [4].

La commutation du courant de décharge sur le condensateur C est réalisée par le transistor à effet de champ Q 43 dont la tension grille-source est commandée via la diode CR 23.

L'intérêt d'un transistor à effet de champ pour cet usage est de transmettre intégralement le courant qu'il reçoit puisque la grille possède un débit négligeable.

Pour ce qui concerne la non-linéarité aux faibles amplitudes due en partie au temps d'établissement non nul du courant constant sur le condensateur de mémoire (fig. 8), il faut souligner que non seulement le transistor à effet de champ Q 43 et la diode CR 23 y contribuent, mais également le transistor Q 46 qui fournit le courant.

Le premier élément doit avoir un temps de commutation rapide, le second un faible temps de recouvrement et le dernier une faible capacité collecteur-base.

En ce qui concerne la stabilité thermique du gain de conversion, en plus de la stabilité du courant constant de décharge, il est préconisé d'utiliser en Q 43 ainsi qu'en Q 39 des transistors à faibles capacités, ces dernières placées en parallèle sur le condensateur étant susceptibles d'évoluer en fonction de la température.

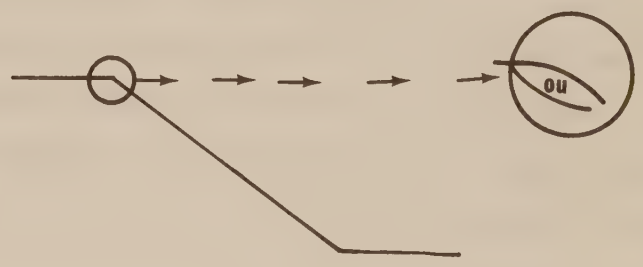


FIG 8

III.4. DISCRIMINATEUR DE NIVEAU INFERIEUR (SEUIL CANAL ZERO).

III.4.1. Considérations générales.

Le spectre d'impulsions appliqué à l'entrée d'un analyseur peut comporter des impulsions dont l'amplitude varie de zéro à la valeur maximale tolérée par celui-ci, alors qu'il n'est pas toujours nécessaire d'analyser toute la gamme d'amplitude.

Pour cette raison, le codeur est pourvu d'un discriminateur dont le seuil définit le début de la gamme analysée, d'où la dénomination de seuil "canal zéro".

Dans ce but, différents modes de détermination du seuil canal zéro ont été préconisés.

Le plus simple consiste à laisser passer seulement la fraction de l'amplitude qui dépasse le seuil.

Comme élément non-linéaire on utilise soit un transistor bloqué sur sa jonction base-émetteur, soit une diode.

Ces discriminateurs présentent un certain nombre d'inconvénients dont les principaux sont :

1) l'altération de la forme des signaux due à la limitation par la base qui introduit une non-linéarité aux faibles amplitudes ;
2) l'instabilité thermique du seuil de limitation.

Ces inconvénients peuvent être partiellement réduits en utilisant pour ce qui concerne le premier un système à contre-réaction [5] et pour le second une compensation du seuil de limitation. Malgré ces améliorations l'utilisation de ces discriminateurs n'est rationnelle que pour des analyseurs ne dépassant pas 500 canaux.

Une autre méthode qui est actuellement utilisée, consiste à retrancher le seuil numériquement sur le registre d'adresse.

L'avantage essentiel de cette méthode est qu'elle élimine les inconvénients cités plus haut (instabilité et non-linéarité). Son inconvénient est qu'elle ne réduit pas le temps d'analyse qui, rappelons-le, est proportionnel au nombre de canaux.

La méthode adoptée, figure 9, qui a été proposée en premier par le Professeur GATTI [6] et que nous avons adaptée pour la première fois sur un analyseur [2], consiste à retrancher aux impulsions d'entrée, préalablement allongées, un échelon de tension étalonné (sans variation de la charge du condensateur de mémoire) ; la partie restante du signal est ensuite codée normalement.

La figure 9 illustre la méthode de seuil adoptée.

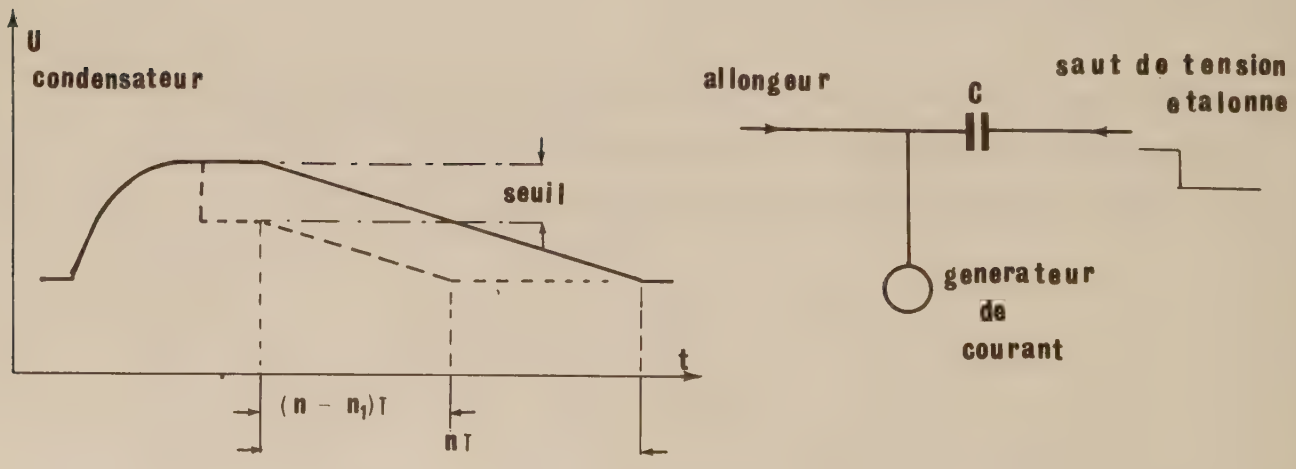


FIG 9

III.4.2. Principe de fonctionnement.

La figure 10 représente le chronogramme de fonctionnement de la logique associée au seuil canal-zéro.

Dès que le signal a chargé le condensateur de mémoire, le créneau issu de l'allongeur est appliqué via la logique vers le générateur de créneaux, lequel engendre à la base du condensateur de mémoire un échelon négatif équivalent au seuil. Le début de la décharge linéaire est retardé de 1 µs pour éviter les perturbations engendrées par le temps d'établissement de l'échelon de seuil.

Le front arrière du créneau indiquant la fin de conversion interrompt l'application de l'échelon de seuil.

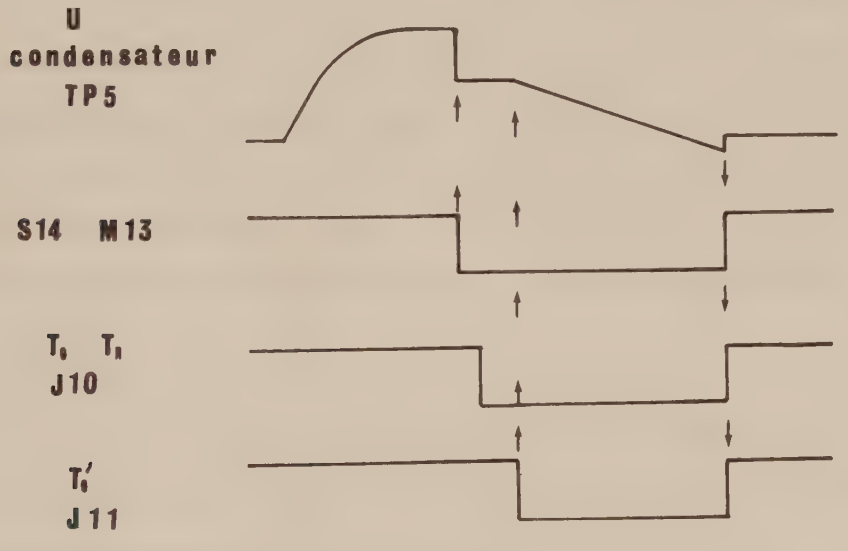


FIG 10

III. 4. 3. Description du générateur de créneaux (planche 3).

La qualité du générateur de créneaux est un élément déterminant de la stabilité de l'analyseur.

Le but du générateur est d'engendrer à partir d'une tension continue réglable par contacteur et potentiomètre, un saut de tension étalonné.

Le principe de fonctionnement s'apparente à celui de la porte linéaire. Au repos, la tension continue appliquée sur la base de Q 56 engendre un courant dans le transistor Q 55 ; la contre-réaction est assurée par la résistance R 158. L'application d'un créneau positif sur la base de Q 53 entraîne le basculement de l'aiguilleur Q 53 - Q 55 dérivant le courant collecteur de Q 54 dans la résistance R 148 ; la contre-réaction est alors assurée par la résistance R 159.

L'échelon de tension négatif, obtenu aux bornes de R 148, est transmis par l'intermédiaire de l'étage de sortie Q 50 - Q 48 sur la base du condensateur de mémoire.

Les transistors Q 49 - Q 52 sont utilisés comme translateurs de niveaux.

Une bonne stabilité thermique du saut de tension est obtenue par l'emploi de deux étages différentiels dont le premier est apparié et également par l'emploi en Q 50 d'un transistor à très grand gain*.

---

* L'expérience montre, qu'au point de vue stabilité thermique, il est préférable d'utiliser un transistor bipolaire à très grand gain plutôt qu'un transistor à effet de champ.

III. 5. SELECTEUR MONOCANAL.

III. 5. 1. Considérations générales.

Il est souvent utile d'adjoindre à tout analyseur d'amplitude un sélecteur à un canal dont la fonction est de ne transmettre vers ce dernier qu'une bande d'amplitude présentant un certain intérêt.

Habituellement, l'impulsion à étudier est envoyée conjointement vers le sélecteur et la porte linéaire qui est précédée d'une ligne à retard pour permettre au sélecteur de donner l'ordre d'ouverture de la porte linéaire avant l'arrivée de l'impulsion sur cette dernière.

Cette méthode présente un certain nombre d'inconvénients :

a) nécessité d'utiliser une ligne à retard qui, compte tenu des performances exigées, est généralement encombrante et de prix de revient élevé ;

b) complexité accrue du sélecteur monocanal si l'on désire que le codeur puisse accepter des impulsions de temps de montée lent (par exemple allongeur complémentaire qui détecte le sommet de l'impulsion).

III. 5. 2. Principe adopté.

Le principte adopté élimine les inconvénients cités plus haut, il consiste à mettre en mémoire toutes les impulsions d'entrée et rejeter, par décharge rapide, celles qui ne satisfont pas aux conditions requises, la porte étant ouverte au repos et ensuite refermée lorsque l'impulsion a été prise en charge.

III. 5. 3. Logique associée au seuil inférieur (planche 3).

Le chronogramme de fonctionnement est représenté sur la figure 11.

L'impulsion mise en mémoire sur le condensateur C est appliquée par l'intermédiaire de l'étage transformateur d'impédance Q 34, Q 39 et le translateur de niveau Q 29, Q 28, Q 32 vers les comparateurs M 5 et M 11 du sélecteur monocanal.

Au repos, le bistable M 6 est positionné de telle façon que si le comparateur M 5 n'a pas été sollicité (impulsion mise en mémoire inférieure au seuil), l'application sur le circuit M 12' du niveau de sortie de ce dernier avec le niveau "$T_o . T_n$" issu de M 14 résultant de l'existence d'une impulsion mise en mémoire, la porte M 12' délivre une impulsion qui, via M 14, commande le monostable M 1, lequel commande le circuit de décharge rapide Q 37, Q 40, Q 42.

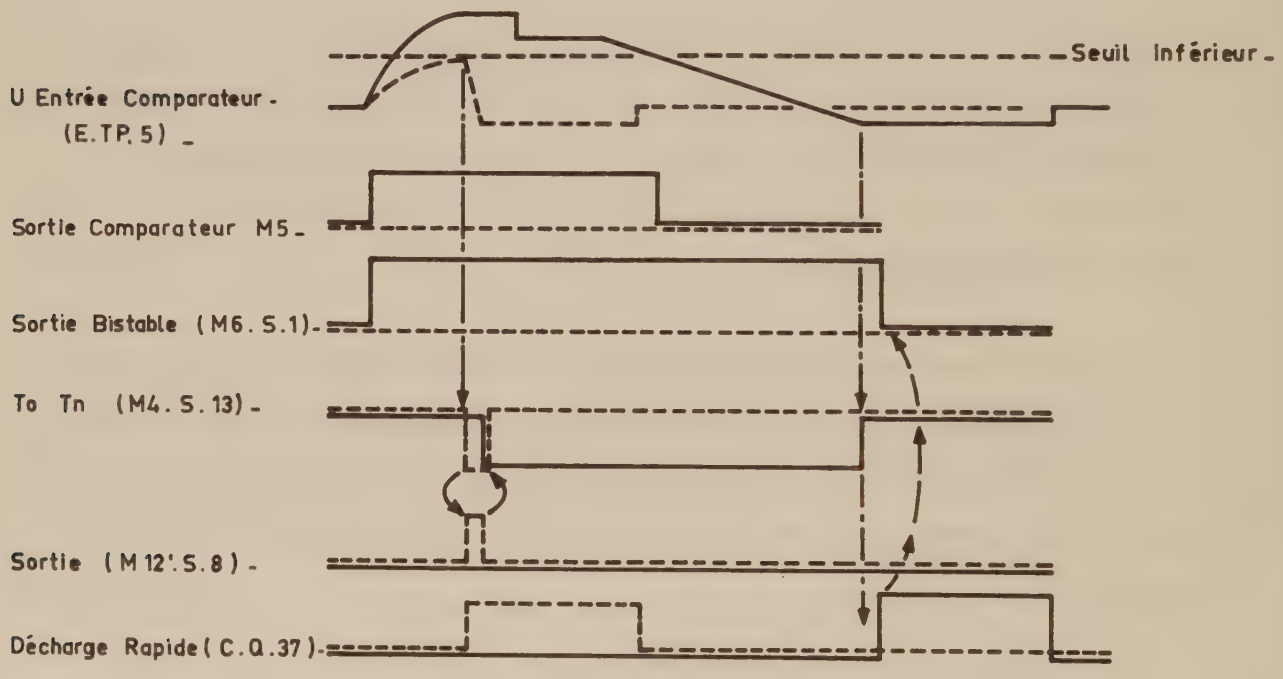


FIG. 11

Les traits en pointillé correspondent à une impulsion inférieure au seuil.

III. 5. 4. Logique associée au seuil supérieur (planche 3).

Le chronogramme de fonctionnement est représenté figure 12.

Lorsque l'impulsion a dépassé le seuil supérieur, le signal issu de la porte M 12, résultant de l'application du signal négatif du comparateur M 11 et de l'échelon négatif "T_o T_n" du bistable M 14 vient commander par l'intermédiaire de ce dernier le monostable de décharge rapide M 1.

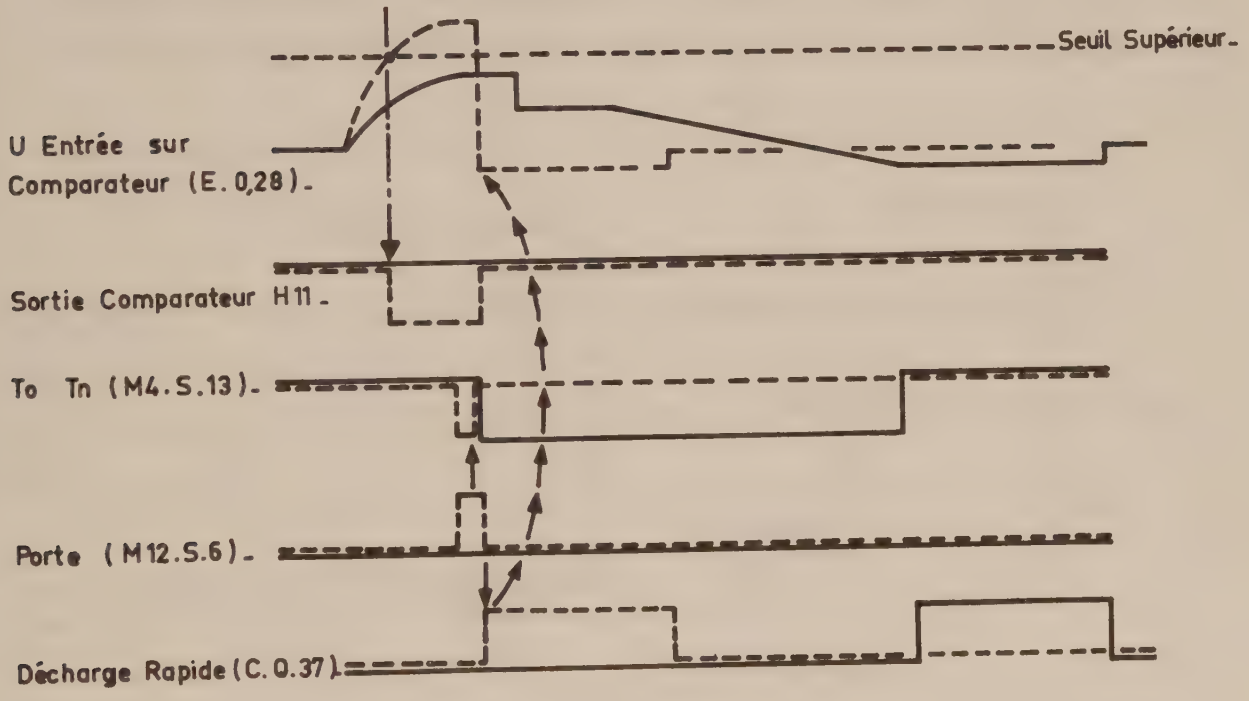


FIG. 12 - DIAGRAMME DES SIGNAUX SEUIL SUPERIEUR -

Les traits en pointillés correspondent à une impulsion supérieure au seuil.

III. 6. CONVERSION TEMPS-NUMERIQUE (ECHELLE DE CODAGE 100 MHz).

III. 6. 1. Considérations générales.

Le rôle de l'échelle de codage est de décomposer le créneau de temps issu de l'allongeur-comparateur en une suite discrète de nombres significatifs (ici en intervalles de temps) ; cette opération s'effectue par l'intermédiaire d'une succession d'impulsions périodiques (horloge).

Le niveau de quantification Q définit la frontière conventionnelle entre deux valeurs discrètes consécutives de la fonction à convertir et la largeur F caractérise l'incertitude aux frontières (figure 13).

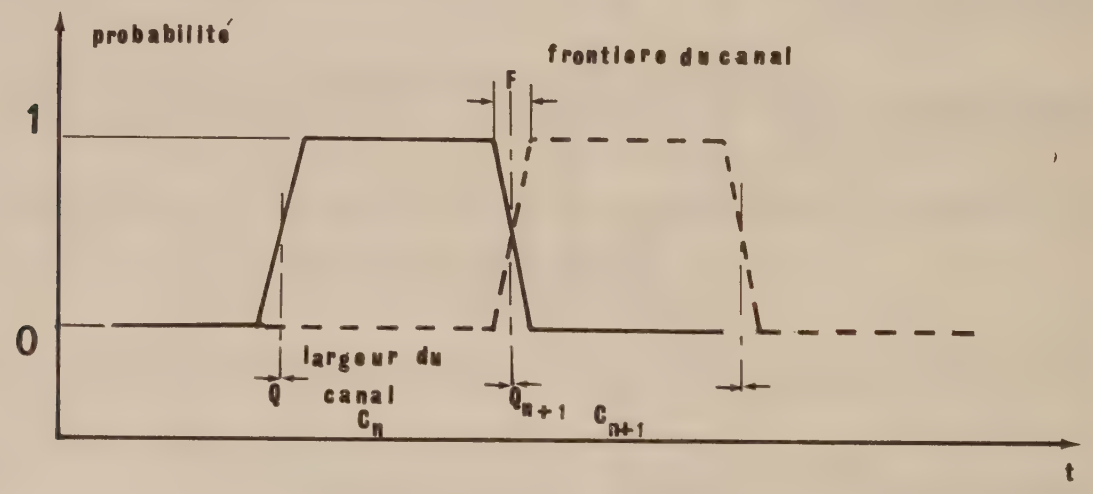


FIG 13

L'intervalle compris entre deux niveaux de quantification est généralement dénommé canal.

La largeur F de la zone d'incertitude doit être inférieure à un canal ; en règle générale, on tendra à rendre F aussi faible que possible.

Un certain nombre de caractéristiques de l'analyseur dépend des qualités de la conversion temps numérique ; à ces caractéristiques se rapportent :

1) la stabilité du coefficient de conversion, laquelle dépend en particulier de la stabilité en fréquence de l'horloge ;

2) la vitesse de conversion qui est égale à nT, où T est la période des impulsions du train horloge et n le nombre de canaux de l'analyseur ;

3) la non-linéarité différentielle à caractère cyclique engendrée par les circuits numériques.

Constitution. Le convertisseur temps-numérique comporte l'oscillateur libre piloté par quartz, les circuits de mise en phase "T_o" et "T_n", l'échelle d'adresse et une logique assurant la coordination entre les différents circuits.

III.6.2. Principe de fonctionnement (planche 4).

A l'instant "T_o", le front négatif du créneau issu du convertisseur amplitude-temps, préalablement accéléré par le circuit de mise en forme M 8 commande le bistable M 10 qui ouvre la porte M 9, libérant le train d'impulsions issu de l'oscillateur vers le registre d'adresse

constitué par les bascules M 31, M 30, M 29, etc... Le créneau également appliqué, via le circuit de mise en forme M 8 sur la porte M 7, interdit aux impulsions du train-horloge l'accès vers le circuit de mise en phase "T_n".

L'impulsion "T'_o" prise en sortie de la quatrième bascule M 28 du registre d'adresse, de phase parfaitement déterminée par rapport au train-horloge, est réinjectée sur le convertisseur amplitude-temps pour commander le début de décharge linéaire (sortie "T'_o" . J 7).

En fin de conversion, la porte M 7 s'ouvre et libère le train d'impulsions vers le circuit de mise en phase "T_n" ; l'impulsion qui en résulte "T'_n" referme, via le bistable M 10, la porte M 9.

Dans le mode de sortie le plus courant, le front de fin de conversion "T_n", convenablement retardé, commande le transfert des informations vers le bloc mémoire et remet le registre d'adresse à zéro.

III. 6. 3. Générateur d'intervalles de temps PL 4.

La stabilité de la largeur des canaux de l'analyseur est déterminée par la stabilité de l'oscillateur délivrant le train d'impulsions. La stabilité à long terme du générateur doit être telle que dans tous les cas le décalage en position du dernier canal ne dépasse pas une faible fraction de la largeur du canal.

Pour satisfaire à la condition de stabilité à long terme requise qui est de l'ordre de 10^{-5}, nous avons adopté la solution de l'oscillateur libre piloté par quartz, vu la difficulté de déclencher un tel oscillateur. Comparé à l'oscillateur L C ou au générateur à ligne à retard [7], il est plus stable et présente la propriété d'être légèrement moins sensible aux sources de perturbations extérieures.

Les variations instantanées des paramètres du train horloge, engendrées par des fluctuations d'origines diverses : bruit de fond, ronflement des tensions d'alimentation, commutation des différents circuits de l'échelle de codage (bascules), peuvent provoquer une certaine instabilité de phase, de caractère aléatoire ou suivant une loi de variation périodique (exemple : effet pair-impair).

III.6.4. Mise en phase.

Le rôle de la mise en phase est d'engendrer, à partir de signaux dont les temps d'arrivée sont aléatoires, des impulsions en synchronisme avec une phase déterminée de la tension périodique d'horloge. De la qualité de la mise en phase dépendent l'uniformité de la largeur des canaux et l'incertitude de la frontière de ces canaux.

III.6.4.1. Mise en phase "T_o" P L 4 (fig. 14)

L'absence de corrélation entre les impulsions issues de l'oscillateur libre et le début de décharge linéaire entraînerait une incertitude en temps supplémentaire dont la valeur maximale pourrait atteindre un canal.

Le principe de synchronisation par bascule que nous avons adopté a été décrit par de nombreux auteurs [8] [9] ; en particulier, LANGSFORD et al. [10], en utilisant deux bascules en cascade travaillant à 30 MHz, ont obtenu un jitter de mise en phase égal à 0,1 ns.

L'originalité du système adopté réside dans le fait que nous utilisons comme discriminateur rapide la première bascule du registre d'adresse [11].

Dès l'ouverture de la porte M 9 les premières bascules reçoivent les impulsions d'horloge ; même en cas de déclenchement défectueux aux premières impulsions, les bascules prennent rapidement le rythme ; l'impulsion "T'_o" prélevée à la sortie de la quatrième bascule est parfaitement en synchronisme avec le train horloge.

L'impulsion "T'_o" est ensuite réinjectée via le bistable M 13 et la porte de puissance M 2 vers le convertisseur amplitude-temps pour commander le début de décharge linéaire.

Le bistable M 13 utilisé en séparateur, interdit l'accès au convertisseur amplitude-temps, des transitoires de commutation d'ordre 2^3 qui, par couplage parasite, viendraient moduler le courant constant de décharge.

III.6.4.2. Seuil numérique.

Dans le but de réduire la non-linéarité en temps, engendrée lors de l'établissement du courant de décharge, on superpose à chaque impulsion d'entrée un piédestal d'amplitude constante dont une partie est éliminée par un seuil numérique au niveau du registre d'adresse. Par exemple, pour un seuil numérique de 128 canaux qui correspond en amplitude, pour une pente de conversion de 1 024 canaux/ 10 Volts à 9,75 mV x 128 = 1,25 volts, les bascules du registre seront positionnées à un nombre égal à 1 024 - 128 = 896.

Le chronogramme de la figure 14 illustre le fonctionnement relatif à la mise en phase "T'_o" et à l'application du seuil numérique.

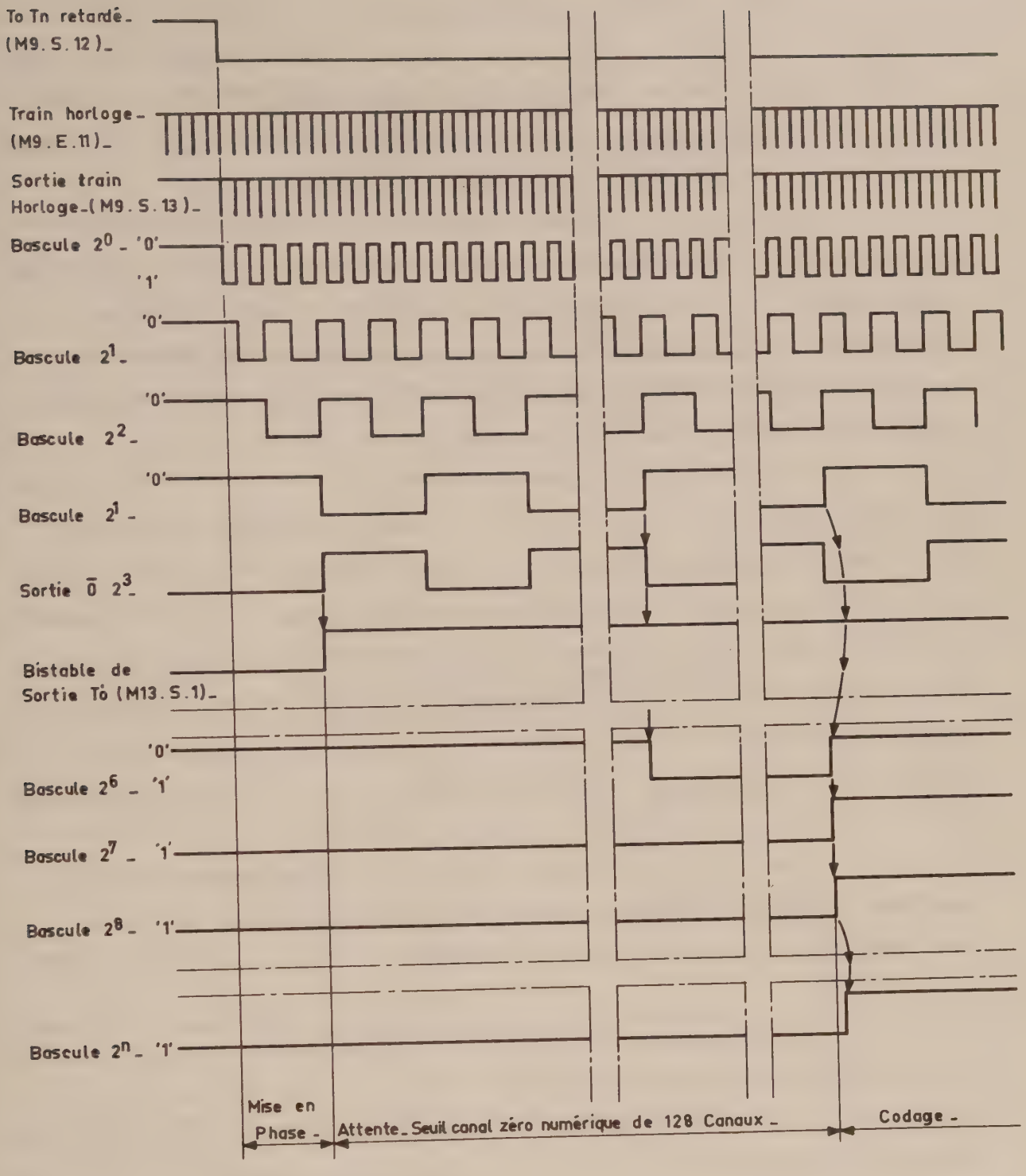


FIG. 14

Chronogramme de fonctionnement de la mise en phase T_o et du seuil numérique.

III.6.4.3. Mise en phase "T_n".

La réduction des défauts de linéarité différentielle d'origine cyclique est subordonnée à l'emploi d'une mise en phase "T_n".

Elle a pour fonction de substituer à l'impulsion de fin de conversion "T_n", dont le temps d'arrivée est aléatoire, une impulsion en synchronisme "T'_n" rigoureusement disposée entre deux impulsions adjacentes du train horloge ; le réglage de ce retard est au moins aussi important que la qualité de la mise en phase ; un calage défectueux peut entraîner des défauts systématiques importants.

Description PL 4 (fig. 15). Le front "T_n" du créneau indiquant la fin de conversion, appliqué au travers du circuit de mise en forme M 8 ouvre la porte M' 7 qui libère les impulsions du train horloge vers les bascules M 16, M 17, M 16 étant utilisée comme discriminateur ; le front positif prélevé sur la bascule M 17 correspondant au quatrième déclenchement de M 16, et synchrone avec une impulsion du train horloge, referme par l'intermédiaire du bistable M 10 la porte M 9.

Le choix d'une bascule rapide en M 17 est justifié par la condition de retard nécessaire pour la fermeture de la porte M 9 entre deux impulsions adjacentes du train horloge.

L'oscillogramme figure 16, obtenu en faisant varier linéairement, à l'aide d'une ligne à retard AD - YU type 20 B1, le retard de fermeture de la porte M 9 par rapport à une période d'horloge, pendant une mesure de linéarité différentielle*, renseigne sur la grandeur que peuvent

---

* Le principe de la mesure consiste à appliquer à l'analyseur un ensemble d'impulsions dont la densité d'amplitude est constante. Soit $\bar{N}$ le nombre moyen d'impulsions enregistré par canal et N_c le nombre d'impulsions contenu dans le canal de rang C, l'erreur de linéarité différentielle correspondant à ce canal est : $L_d = \frac{N_c - \bar{N}}{\bar{N}}$

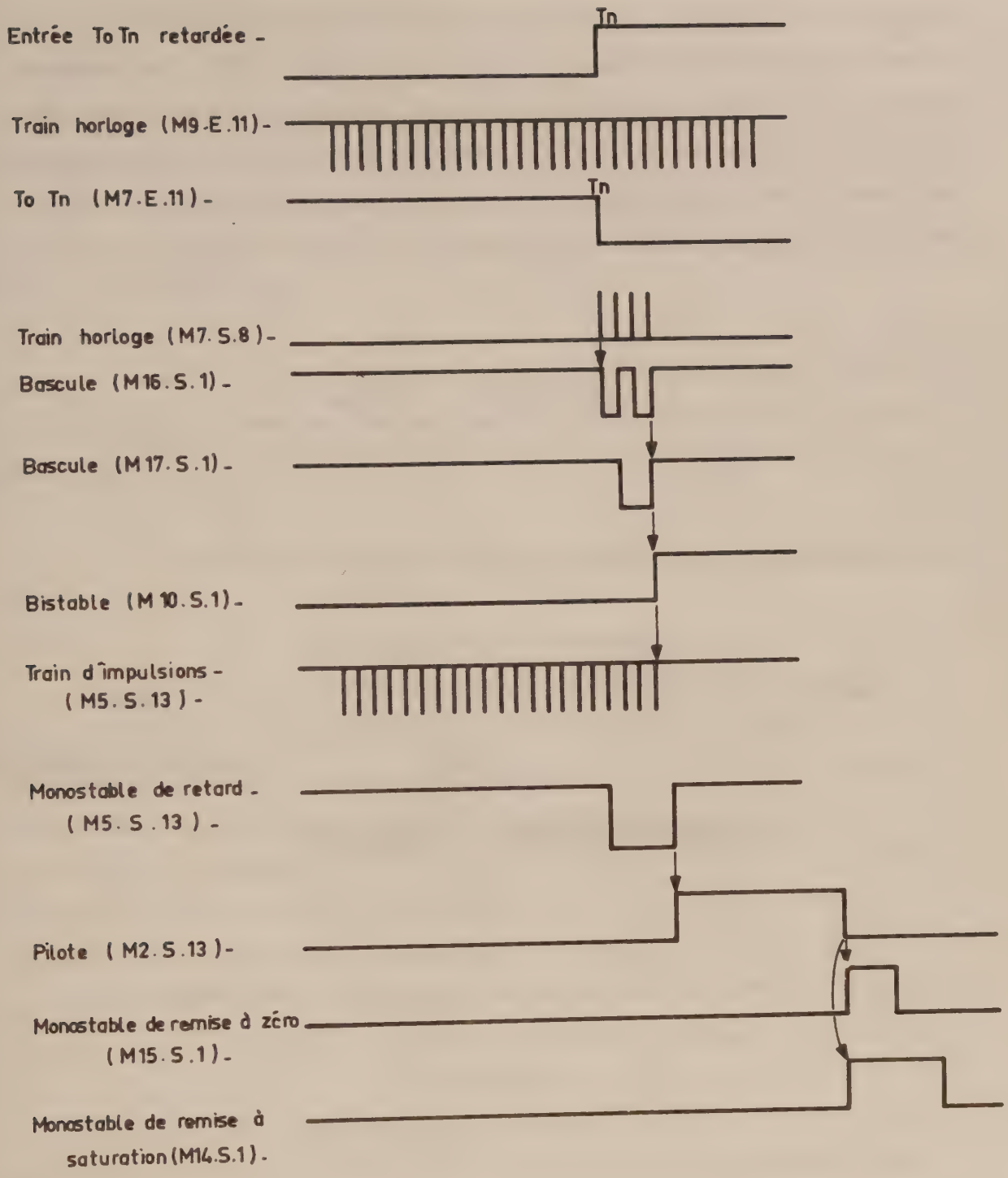
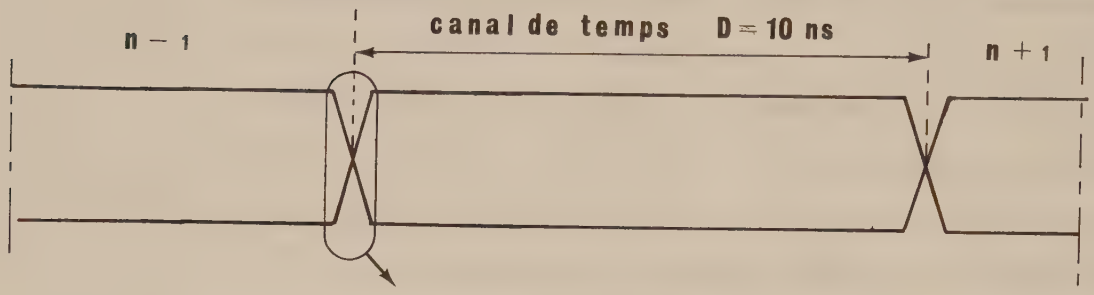


FIG.15

Diagramme de fonctionnement de la mise en phase "T_n".

prendre les défauts de linéarité différentielle en fonction du calage de "T'_n" ; l'oscillogramme montre que dans une zone étroite de l'intervalle de coïncidence de l'impulsion horloge avec le front "T'_n", les informations correspondant aux canaux pairs sont perdues au profit des canaux impairs ; la figure renseigne également sur la qualité du circuit de mise en phase en ce sens que la durée de la perturbation (courbe en trapèze) définit la frontière du canal de temps.



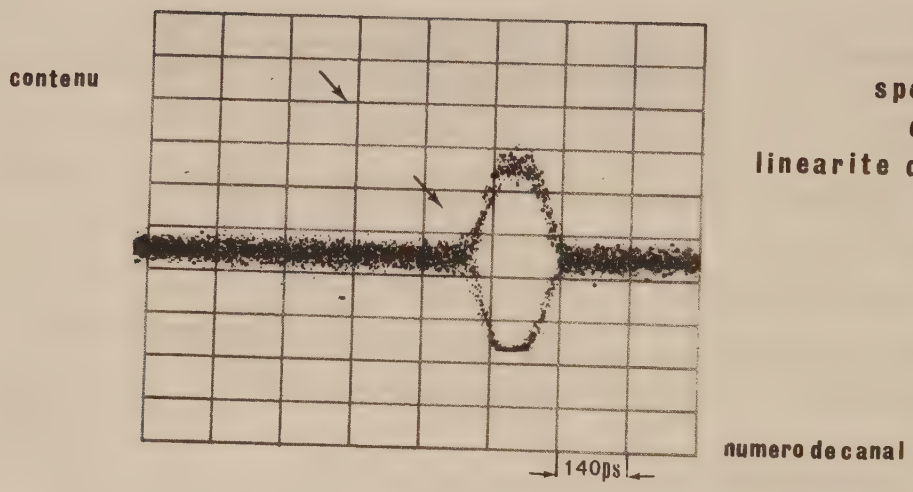


FIG 16

Les clichés figure 17 de la tension d'horloge sur un oscilloscope à échantillonnage Tektronix du type 661, synchronisé par l'impulsion T'_n, renseigne sur le jitter de mise en phase ; on observe que les impulsions T'_n sont fortement concentrées dans un intervalle de temps de 50 picosecondes et qu'une très faible partie d'entre elles est affectée d'un retard inférieur à 180 picosecondes par rapport à la moyenne des autres. Cette mesure des fluctuations n'est pas absolue étant donné que l'oscilloscope à échantillonnage possède son jitter propre.

La figure 18 représente la même tension horloge, l'oscilloscope étant synchronisé par l'impulsion "T_n" qui n'a aucune relation de phase avec la tension horloge.

III.6.4.4. Origine et réduction des effets systématiques (Planche 4).

Même en cas de calage parfait de l'instant de fermeture de la porte M 9 entre deux impulsions adjacentes du train horloge, les fluctuations instantanées des seuils de déclenchement de l'oscillateur et des circuits constituant la mise en phase "T_n", circuits M 7, M 9, M 10, M 16 et M 17, contribuent à la non-uniformité de la largeur des canaux ; ces perturbations sont généralement engendrées par les transitoires de commutation des bascules du registre d'adresse qui viennent moduler les réponses des circuits cités plus haut au moment où ceux-ci se trouvent dans leur zone de transition ; la commutation de la première bascule de poids 2^0 n'a aucun effet sur la linéarité différentielle puisqu'elle se reproduit à chaque impulsion d'horloge. La seconde bascule (poids 2^1) est donc responsable de l'effet pair-impair, la troisième bascule (poids 2^2) d'un effet d'ordre 4, etc..., ces effets étant additifs. L'amplitude de ces défauts dépend également de la proximité topographique des bascules par rapport au circuit de mise en phase.

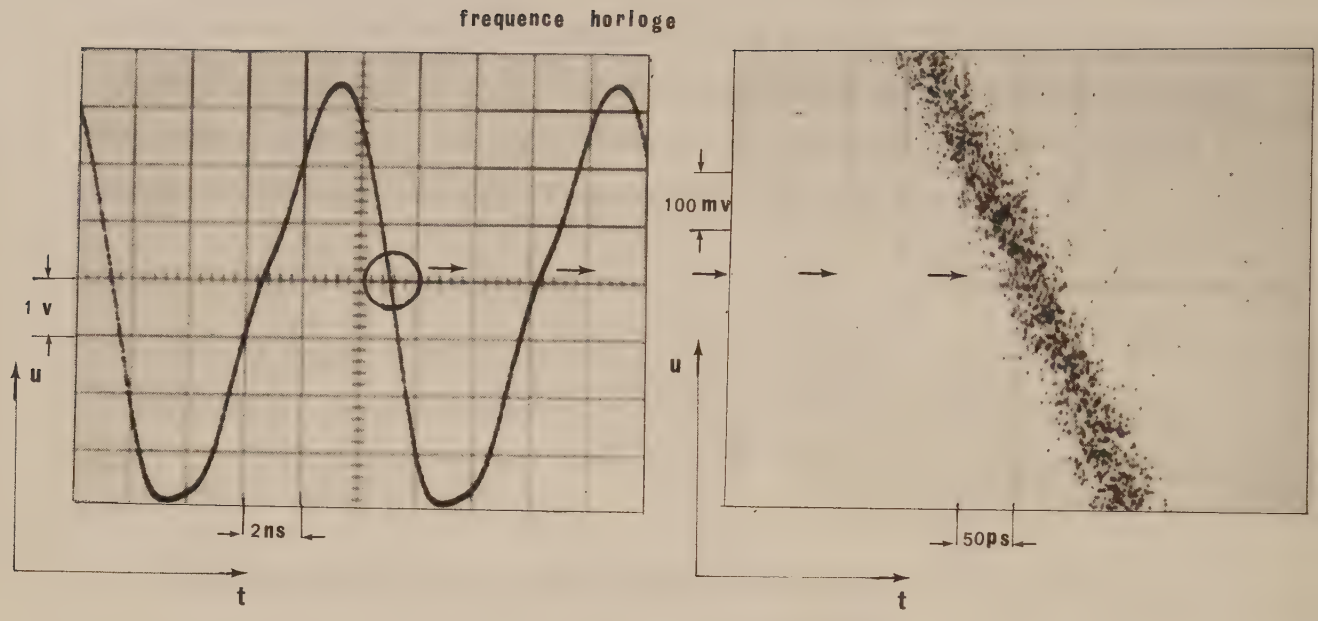


FIG 17

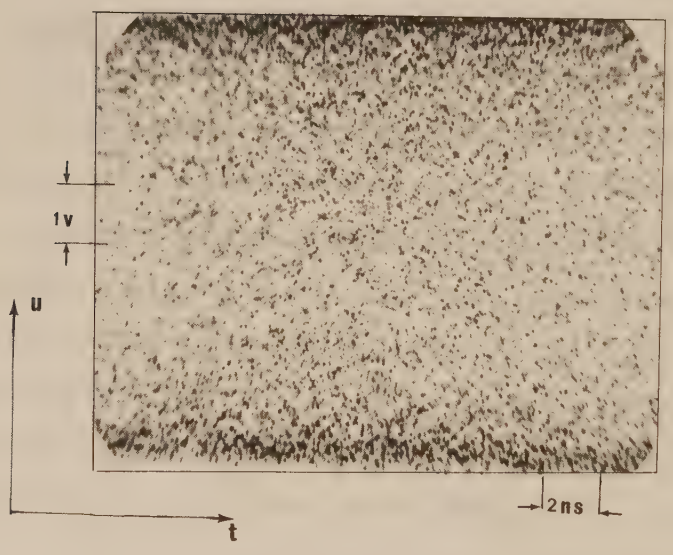


FIG 18

La réduction de ces erreurs est subordonnée aux conditions suivantes :

a) utiliser, principalement pour les bascules du registre d'adresse, des circuits intégrés à consommation constante du type E.C.L. (logique à émetteurs couplés) ;
b) accélérer le front de fin de conversion "T_n" et réduire la durée de l'impulsion à une fraction de canal ;
c) découpler les points délicats du circuit de mise en phase à l'aide de condensateurs sans connexion du type "monobloc chips" et, au moment de l'implantation, prévoir une surface de masse la plus grande possible;
d) connecter le boîtier du quartz à la masse (des essais effectués sur une pré-série de quinze appareils montrent que cette solution donne d'excellents résultats).

Dans le cas où ces conditions ne donnent pas satisfaction, une solution que nous avons expérimentée et qui résulte des conditions citées plus haut, consiste à engendrer à l'aide de la bascule B (fig. 19) un nombre égal de transitoires pour les canaux pairs et impairs de façon à sensibiliser les circuits de mise en phase ainsi que l'oscillateur avec la même densité de parasites ; cette méthode permet d'annuler complètement l'effet dû à la bascule d'ordre "2^1" et d'atténuer l'effet d'ordre "2^2" de 50 %, l'effet d'ordre "2^3" de 33 %, etc...

Remarquons également que la bascule de compensation B, en chargeant la sortie complémentaire de la première bascule du registre, symétrise la sensibilité au déclenchement dynamique de cette dernière, permettant ainsi une tolérance plus grande sur le jitter de mise en phase.

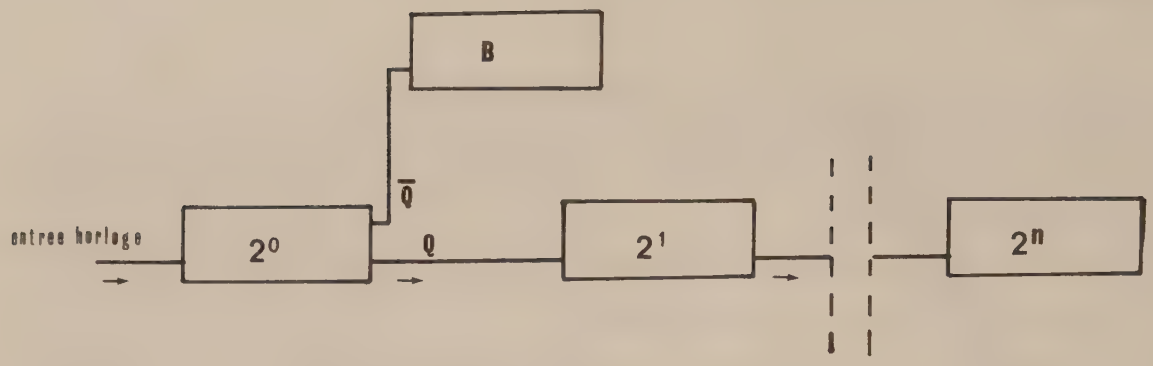


FIG 19

Les clichés 20 et 21 donnent un aperçu de spectre de linéarité différentielle avec et sans compensation par bascule ; les courbes du bas (canaux pairs en surimpression) mettent en relief les défauts systématiques d'ordre 2^n (avec n = 1.2.3...).

Dans le but de confirmer les considérations citées plus haut qui concernent l'influence des fronts de transition des bascules du registre sur le spectre de linéarité différentielle, les trois premières bascules ont été attaquées d'une façon synchrone de manière à avoir une superposition rigoureuse des transitoires de commutation engendrés par ces dernières.

La figure 22 représente un spectre de linéarité différentielle, sur lequel on distingue très nettement l'influence de la sommation des transitoires des bascules de poids 2^1 et 2^2 ; la courbe du milieu correspond à l'effet d'ordre 2 et la courbe du bas à l'effet d'ordre 4.

spectres de linearite differentielle

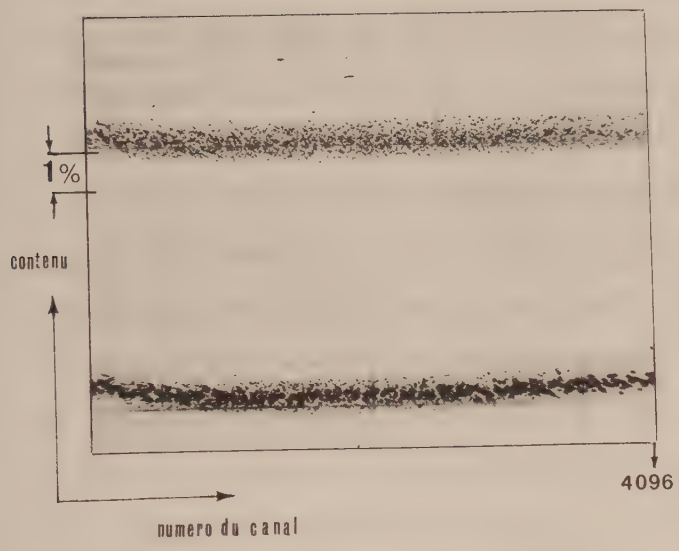


FIG 20

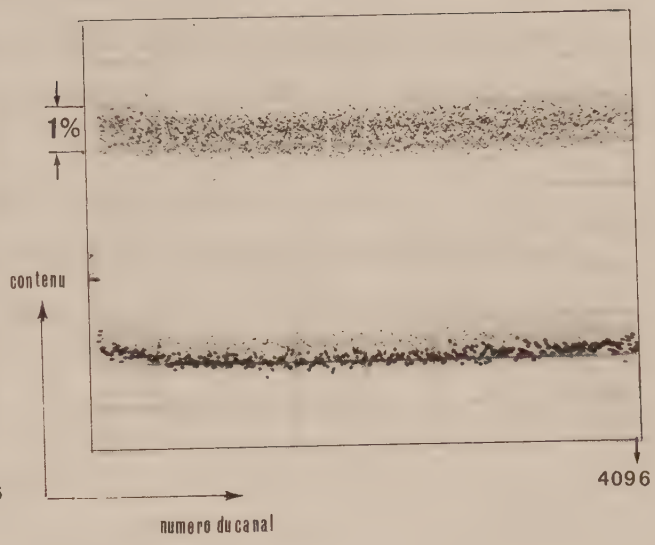


FIG 21

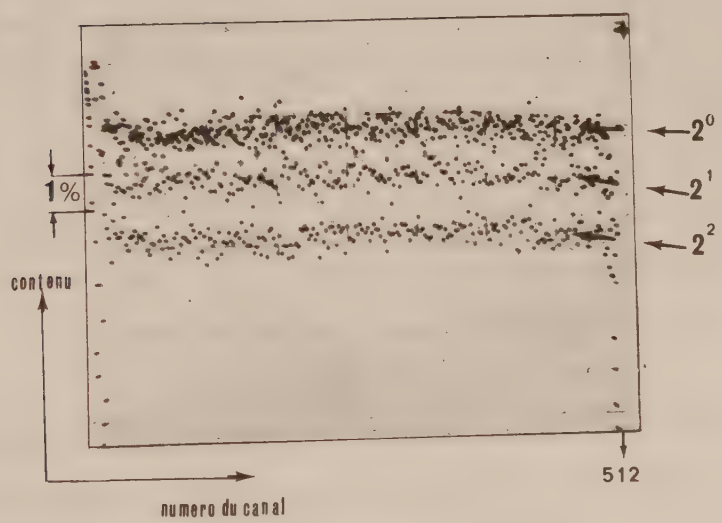


FIG 22

III.7. ECHELLE DE CODAGE A 200 MHz (planche 5).

Pour résoudre un certain nombre de problèmes en physique nucléaire expérimentale, mettant en jeu des taux de comptage élevés, il est nécessaire de posséder des analyseurs multicanaux capables d'enregistrer rapidement des informations.

Dans ce but et à la demande de certains utilisateurs, nous avons également développé une échelle de codage dont la fréquence horloge a été portée à 200 MHz ; cette dernière étant interchangeable avec l'échelle à 100 MHz.

Le schéma de principe est rigoureusement le même que pour l'échelle à 100 MHz, à l'exclusion de l'horloge qui comporte en plus de l'oscillateur, un doubleur de fréquence.

Le doubleur est constitué par un transistor T1 XM 101 monté en base commune, dans le collecteur duquel, en qualité de circuit résonnant, on utilise une ligne court-circuitée.

Les caractéristiques mécaniques de cette ligne sont les suivantes :

longueur de ligne - 80 mm
diamètre extérieur - 22 mm
diamètre du conducteur central - 6 mm.

Pour réduire les effets d'origine cyclique plus importants qui résultent de l'emploi de circuits intégrés trois fois plus rapides, le circuit imprimé a été réalisé en quatre couches de façon à augmenter les plans de masse et la section des lignes d'alimentations.

Les figures 23 et 24 illustrent les performances obtenues. Les présentations (fig. 23) de la tension d'horloge sur un oscilloscope à échantillonnage du type 661, synchronisé par l'impulsion T'_n, renseignent sur la qualité de la mise en phase ; on observe que le jitter de mise en phase est supérieur au jitter obtenu avec l'échelle de codage à 100 MHz, cette augmentation résulte essentiellement de la faible largeur du canal (5 ns) vis à vis des fronts de transition.

Le cliché figure 24 représente un spectre de linéarité différentielle ; les conditions sont les suivantes : contenu moyen par canal 100 000 coups ; pente de conversion 4 096 canaux pour 10 volts ; sensibilité verticale 1 000 coups par division.

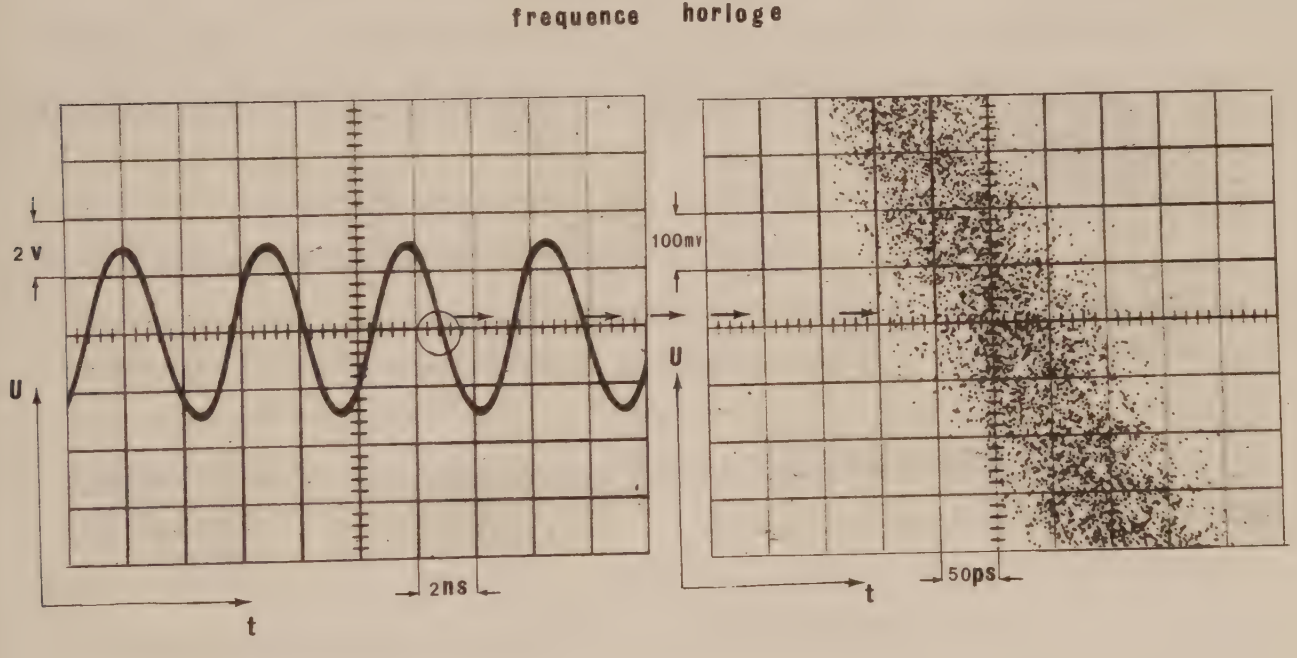


FIG 23

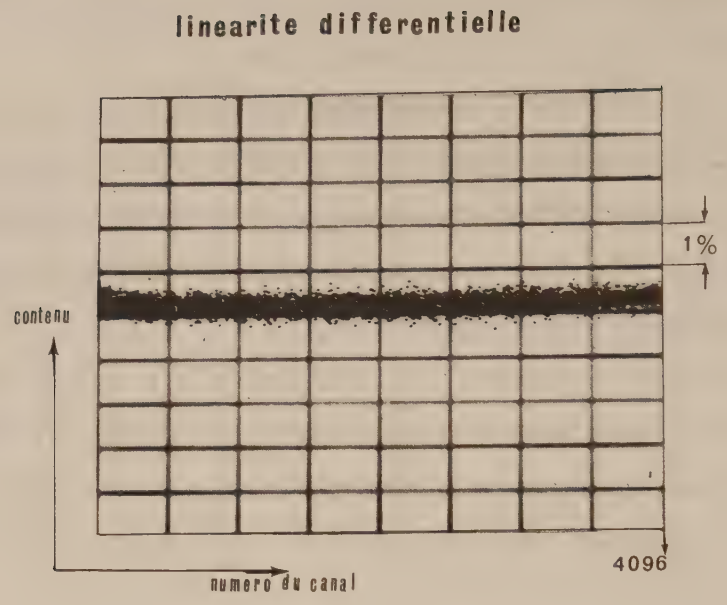


FIG24

III.8. CARACTERISTIQUES ANNEXES DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE.

L'appareil est pourvu d'un certain nombre d'entrées et de sorties destinées à des fonctions annexes, dans le but de rendre commode son intégration dans un système logique plus complexe.

- Entrée échantillonnage : permet l'analyse de tensions continues ou lentement variables.

- Entrée coïncidence : permet l'analyse que si l'impulsion est en coïncidence avec le signal appliqué.

- Entrée inhibition : fonction complémentaire de la précédente.

- Entrée coïncidence retardée : (cette commande n'est possible qu'avec le contacteur de mode dans la position correspondante) : l'impulsion est mise en mémoire pour une durée de 3 µs seulement après son passage par le maximum, à moins qu'un signal intervienne avant la fin de cette durée pour permettre son analyse.

- Annulation d'analyse : fonction complémentaire de la précédente ; un signal intervenant dans le délai de 3 µs annule l'impulsion mise en mémoire.

- Sortie discriminateur bas niveau : impulsion indiquant la présence d'un signal même en dehors de la zone analysée.

- Sortie temps d'occupation : signal présent entre l'instant de passage par le maximum du signal d'entrée et la fin de la sortie des données numériques ou l'instant d'annulation sur la mémoire.

- Modes de transfert : deux inverseurs sur la face avant permettent les modes de transfert suivants :

a) transfert intérieur automatique : le processus de transfert vers l'unité mémoire est déclenché automatiquement.
b) transfert intérieur continu : le niveau des bascules est affiché en permanence.
c) transfert extérieur continu : le niveau des bascules est affiché en permanence, le transfert s'effectue par un ordre extérieur.

- Entrée transfert extérieur : commande le transfert des bascules du registre.

- Entrée remise à zéro : remet à zéro le registre d'adresse pour les modes "transfert intérieur continu" et "transfert extérieur continu".

- Sortie sélecteur monocanal : signal indiquant la présence d'une impulsion dans la fenêtre définie par le sélecteur monocanal.

- Sortie autorisation de transfert : indique que l'impulsion d'entrée a été analysée.

- Sortie débordement d'adresse : indique que l'impulsion analysée a dépassé la capacité du registre d'adresse.

- Mode de sortie des résultats : en parallèle binaire pur (sur prise AMP). 13 bits pour l'échelle 100 MHz, 14 bits pour l'échelle 200 MHz.

- Contacteur de débordement d'adresse : permet le débordement d'adresse au 8, 9, 10, 11, 12 et 13ème bit pour F = 100 MHz et au 9, 10, 11, 12, 13 et 14ème bit pour F = 200 MHz.

III. 9. PERFORMANCES DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE.

Entrée analyse : impulsions positives, unipolaires ou bipolaires (première alternance positive).

Liaison : continue ou alternative.

Dynamique d'entrée : + 100 mV à 10 volts.

Temps de montée admissible : 0,1 µs à 40 µs ou plus.

Pente de conversion : 512 - 1 024 - 2 048 - 4 096 - 8 192 canaux pour 10 volts, pour F = 100 MHz.
1 024 - 2 048 - 4 096 - 8 192 - 16 384 avec tiroir horloge, F = 200 MHz

Sélecteur à un canal : seuil inférieur réglable de 100 mV à 10 volts.
seuil supérieur réglable de 100 mV à 10 volts

Stabilité des seuils du sélecteur : 0,5 mV °/C

Facteur de réjection de la porte d'entrée : $>10\,000$

Non-linéarité intégrale : $\pm 1,5.10^{-4}$

Stabilité du seuil de base : - en fonction de la température 0,15 mV °/c
- en fonction de la tension d'alimentation (+ 24 ou - 24) : 1 mV pour 100 mV de variation.

Stabilité de la pente de conversion : - en fonction de la température
$< 510^{-5}$ °/c
- en fonction des tensions d'alimentation: coefficient pratiquement nul.

Non-linéarité différentielle avec tiroir échelle de codage F = 100 MHz :
(fluctuations systématiques comprises) : $\pm$ 0,3 % pour 98 % des canaux.

Temps de conversion : $4 + \frac{1}{100} N$. en µs. N : numéro de canal.

Non-linéarité différentielle avec tiroir échelle de codage F = 200 MHz :
(fluctuations systématiques comprises) = $\pm$ 0,4 % pour 98 % des canaux.

Temps de conversion : $4 + \frac{1}{200} N$ en µs N : numéro de canal.

Présentation : convertisseur amplitude-temps : 2 unités au standard NIM.
Echelle de codage 100 MHz ou 200 MHz : 1 unité au standard NIM.

Les clichés PL6 et PL7 montrent respectivement une vue d'ensemble du convertisseur analogique-numérique sous sa forme industrielle et un prototype de l'échelle de codage à 200 MHz.

CONCLUSION.

Dans ce travail nous nous sommes proposés d'étudier et de réaliser un convertisseur analogique-numérique de précision, satisfaisant aux besoins actuels de la spectrométrie nucléaire.

Le choix que nous avons porté sur la méthode de décharge linéaire au type "WILKINSON", vis à vis de sa concurrente immédiate, la méthode des pesées successives avec son système de lissage du type "échelle glissante", résulte des considérations suivantes :

Moyennant une étude soignée, ces deux structures sont susceptibles de procurer une stabilité et une linéarité intégrale satisfaisantes. Les seuls critères de comparaison restent :

1) la rapidité,
2) la complexité, dont dépendent le prix de revient et la fiabilité.

En ce qui concerne la rapidité, la préférence devrait revenir au système à pesées successives. Cependant, compte-tenu d'une part que 8 192 canaux suffisent amplement pour les besoins actuels et, d'autre part que nous avons porté la fréquence du convertisseur "WILKINSON" à

200 MHz et que des essais effectués à 300 MHz donnent des résultats encourageants, on peut dire que les rapidités sont en moyenne équivalentes.

Le second critère, compte-tenu de la complexité de la méthode des pesées, donne incontestablement la préférence au convertisseur du type "WILKINSON".

On peut également faire ressortir à l'encontre de la méthode des pesées, la difficulté accrue lorsque le nombre de canaux est élevé.

En effet si l'on veut respecter une bonne linéarité différentielle, l'échelle glissante ne dispense pas d'avoir des poids très bien calibrés, ce qui augmente le prix.

La conception de l'appareil en deux tiroirs : convertisseur amplitude-temps et convertisseur temps-numérique (échelle de codage), est conforme à la tendance actuelle qui consiste à séparer les fonctions de calcul arithmétique du traitement analogique. Cette commodité qui a été grandement appréciée par certains utilisateurs, permet les arrangements suivants :

- on peut associer à un même convertisseur amplitude-temps des échelles de codage de modèle différent (échelle courante à 100 MHz ; échelle à 200 MHz plus chère ; et dans un avenir prochain une échelle à 300 MHz ;
- l'échelle de codage peut trouver des applications en tant que fonction isolée, c'est en fait un codeur de temps rudimentaire ;
- moyennant une logique simplifiée, le convertisseur analogique-numérique permet la mesure simultanée dutemps et de l'amplitude ;
- Enfin moyennant un dispositif logique à réaliser, une même échelle de codage peut desservir plusieurs convertisseurs amplitude-temps, réalisant ainsi la fonction de multiplexeur.

L'examen théorique des principaux facteurs agissant sur la non-linéarité du convertisseur amplitude-temps et plus particulièrement du circuit d'allongement, qui représente la partie commune aux analyseurs d'amplitude, a permis d'évaluer la contribution de ces erreurs sur la non-linéarité totale et prendre des mesures concrètes quant à leur réduction

Des solutions originales apportées aux circuits constitutifs du convertisseur analogique-numérique : porte linéaire, sélecteur mono-canal et circuit de mise en phase (système breveté), ont permis d'améliorer les performances et la fiabilité tout en réduisant le prix de revient de l'appareil.

Les convertisseurs sont développés industriellement par la Société S.A.I.P. - SCHLUMBERGER Nucléaire.

L'expérience acquise sur quinze appareils qui sont actuellement opérationnels, a confirmé les qualités obtenues sur le prototype avec une très faible dispersion sur les performances ; elle permet déjà d'augurer une bonne fiabilité, les pannes des premières heures de fonctionnement ayant été très rares.

BIBLIOGRAPHIE.

CHAPITRE 1

[1] VAN RENNES A.
Nucleonics, 10, 9-32 (1952)

[2] BRANDT B., CAPPELLER U.
Nucl. Electronics, II, IAEA, Vienna, 1962, p. 167

[3] GATTI E., PIVA F.
Nuovo Cimento, 10, 984 (1953)

[4] COLOMBO S., COTTINI C., GATTI E.
Nuovo Cimento, 5, 748 (1957)

[5] RUSSEL J.T., LEFEVRE H.W.
Nucleonics, 15, 2, 76 (1957)

[6] KANDIAH K.
Nucleonics, 11, 3, 24 (1953)

[7] GLENN W.E.
Nucleonics, 9, 6, 24 (1951)

[8] FRANK S., FRISCH O., SCARROTT G.
Philos. Mag., 42, 603 (1951)

[9] WILKINSON P.
Proc. Cambridge Philos. Soc., 46, 508 (1960)

[10] WILKINSON P.
J. Scient. Instrum., 27, 36 (1950)

[11] SCHUMANN R.W., Mc MAHON J.P.
Rev. Scient. Instrum., 27, 675 (1956)

[12] HUTCHINSON G., SCARROTT G.
Philos. Mag., 42, 792 (1951)

[13] BYINGTON P., JOHNSTONE C.
IRE Nat. conv. Rec., 3, 10, 204 (1955)

[14] HUTCHINSON G.
Nucleonics, 11, 2, 24 (1953)

[15] GUILLON H.
J. Phys. Radium , 14, 128 (1953)

[16] SCHUMANN R.W., Mc MAHON J.P.
Rev. Scient. Instrum., 27, 675 (1956)

[17] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V.
Nucl. Instrum. Meth., 24, 241 (1963)

[18] GATTI E., PIVA F.
Nuovo Cimento, 10, 981 (1953)

[19] FRANZ K., SCHULZ J.
Instr. Tech. in Nuclear Pulse - Analysis, Washington, 1964, p. 172

[20] GATTI E.
Aut. acquis. and reduction of Nucl. Data, Karlsruhe, 1964, p. 256

CHAPITRE 2.

[1] KANDIAH K.
Nuclear Electronics, 2, 109 (1958)

[2] MANFREDI P., RIMINI A.
Instr. Tech. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 186

[3] DRAPER J.E., ALSTON W.J.
Review of Scient. Instrument , 30, 9 (1959)

[4] KANDIAH K.
Proceeding of the conference on Nuclear Electronics, Belgrade, II, 11, 1962

[5] GOURSKY V., GUILLON H.
L'Onde Electrique, N° 488 bis, novembre 1967

[6] **Communication privée**

CHAPITRE 3.

[1] COOKE-YARBOROUGH F.H.
Instr. Tech. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 169

[2] GOURSKY V., GUILLON H.
Porte linéaire et codeur d'amplitude rapide.
Colloque d'Electronique Nucléaire de Paris, 1963.

[3] **Communication privée**

[4] GOURSKY V.
Brevet français n° 1445-489 (1965)

[5] EMMER T.L.
Nuclear Instrumentation for scintillation and semi-conductor
Spectroscopy IRE Trans. , N° 5, 9, 3, 1962, p. 305

[6] FABRI G., GATTI E. and SVELTO V.
Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 48

[7] FLOWERDAY and D. Mc KIBIN
Proc., of IRE, 49, N° 8, 1409 (1961)

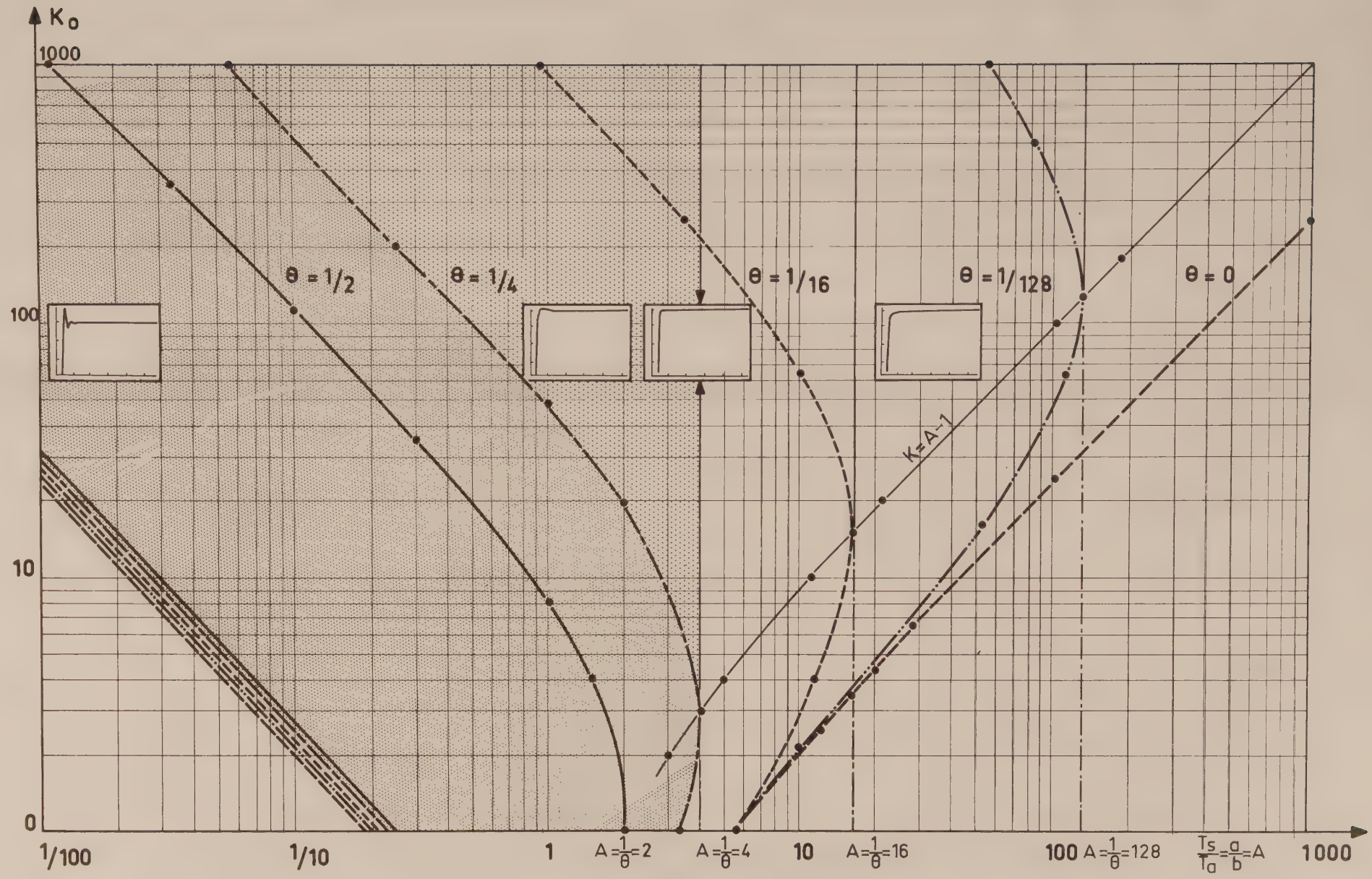
[8] AMRAM Y., GUILLON R. et OLLIVIER B.
L'Onde Electrique 38 (1958) 377-633

[9] CORTET J.P.
Thèse de Doctorat d'Université (20/6/1968)

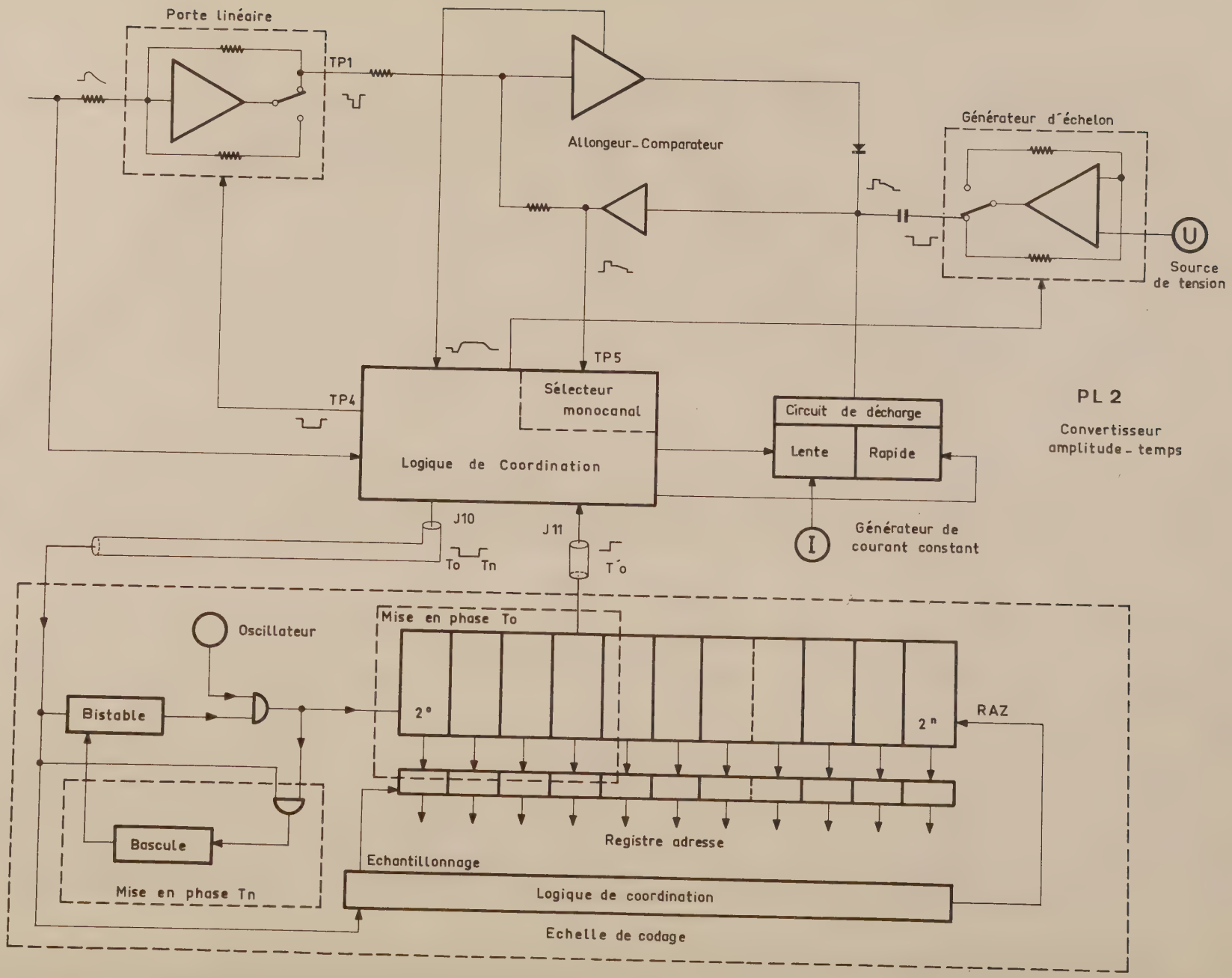
[10] LANGSFORD A., DOLLEY P.E. et HUXTABLE G.B.
Nucl. Instr. and Meth. 33 (1965) - 57

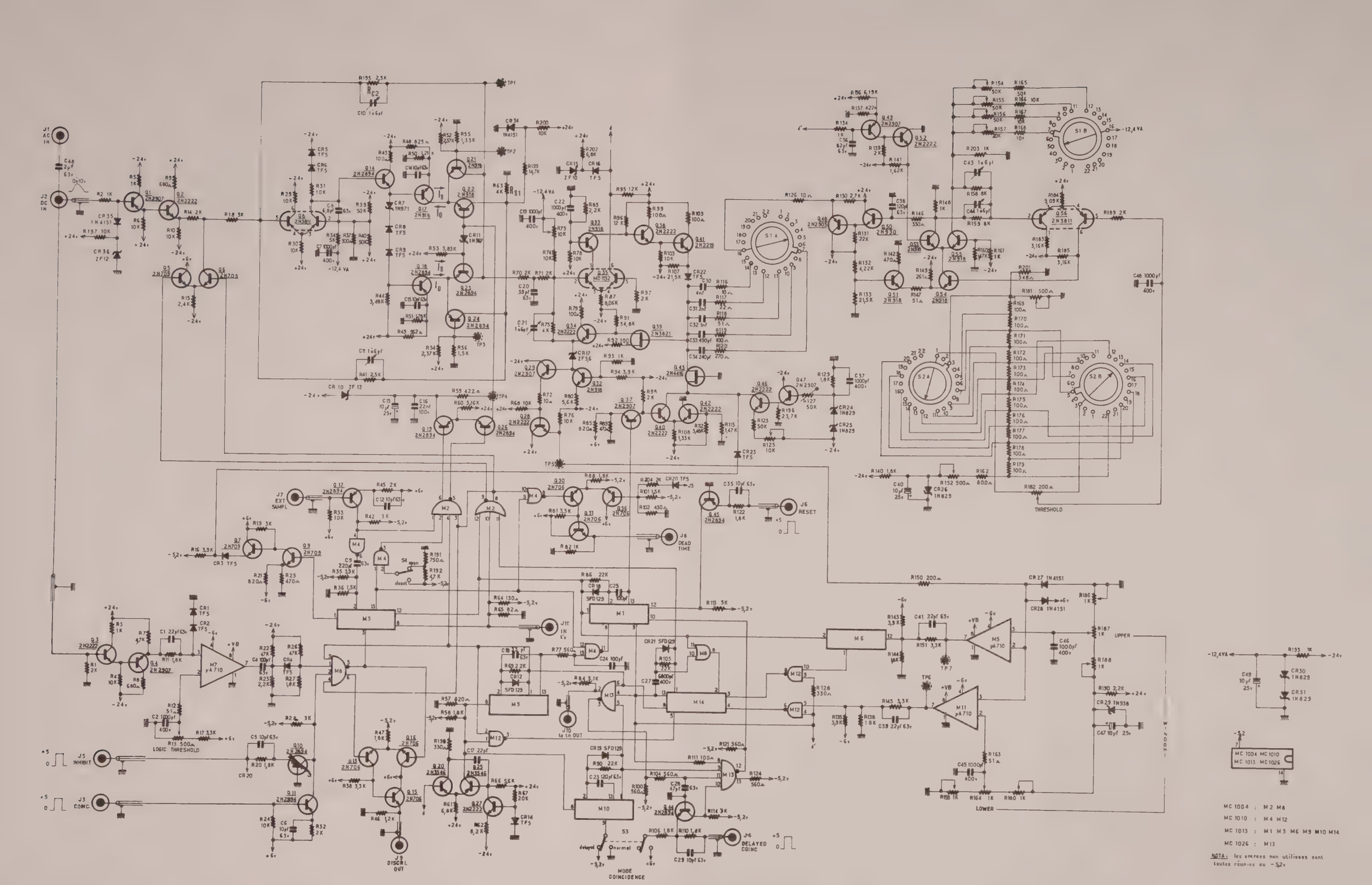
[11] GOURSKY V., de KHOVRINE E.
Brevet français n° 7005395 (16/2/1970)

Manuscrit reçu le 4 février 1972

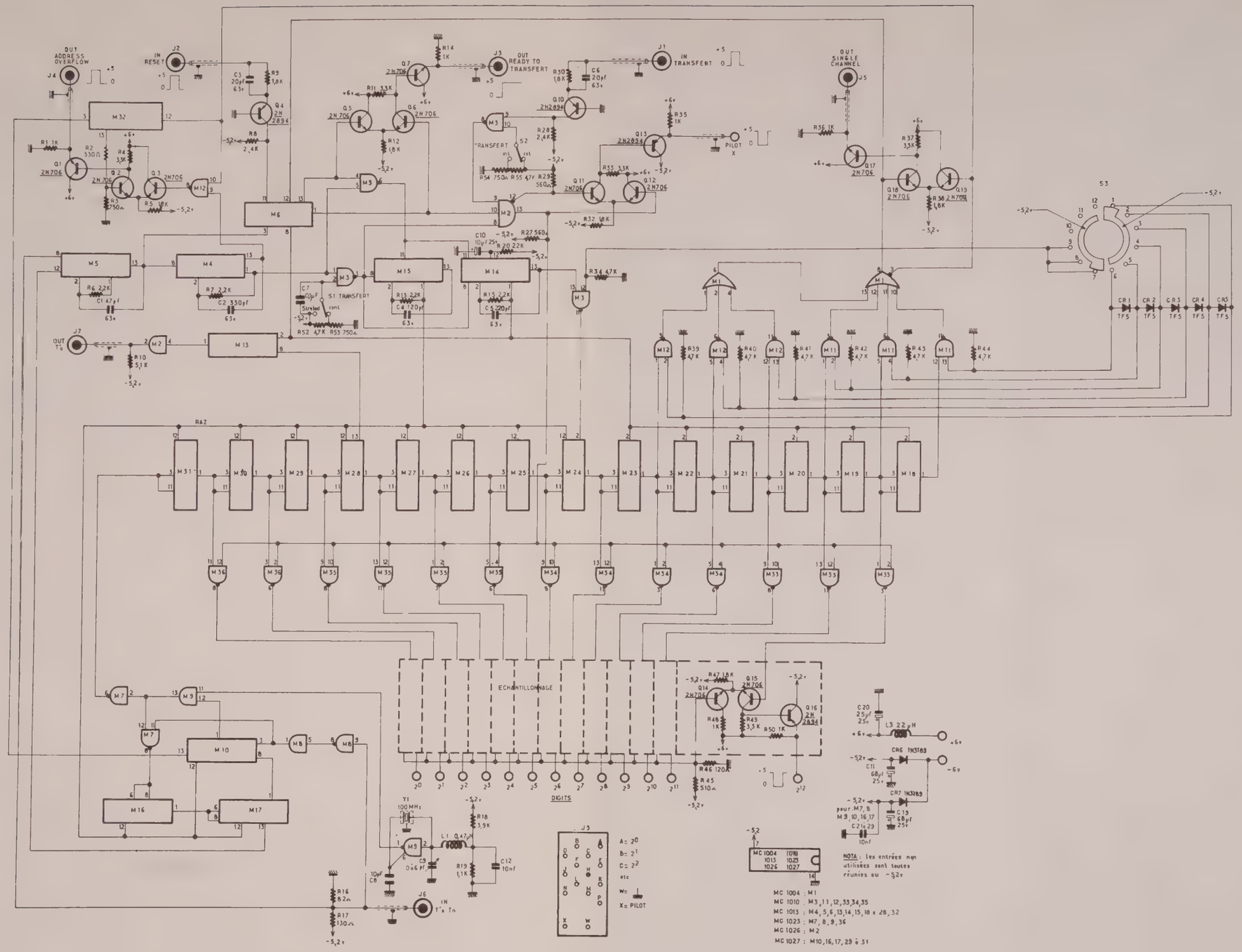

K_o
1000
100
10
0
$\theta = 1/2$
$\theta = 1/4$
$\theta = 1/16$
$\theta = 1/128$
$\theta = 0$
$K = A - 1$
1/100
1/10
1
$A = \frac{1}{\theta} = 2$
$A = \frac{1}{\theta} = 4$
10
$A = \frac{1}{\theta} = 16$
100
$A = \frac{1}{\theta} = 128$
$\frac{T_s}{T_a} = \frac{a}{b} = A$
1000

PL 1

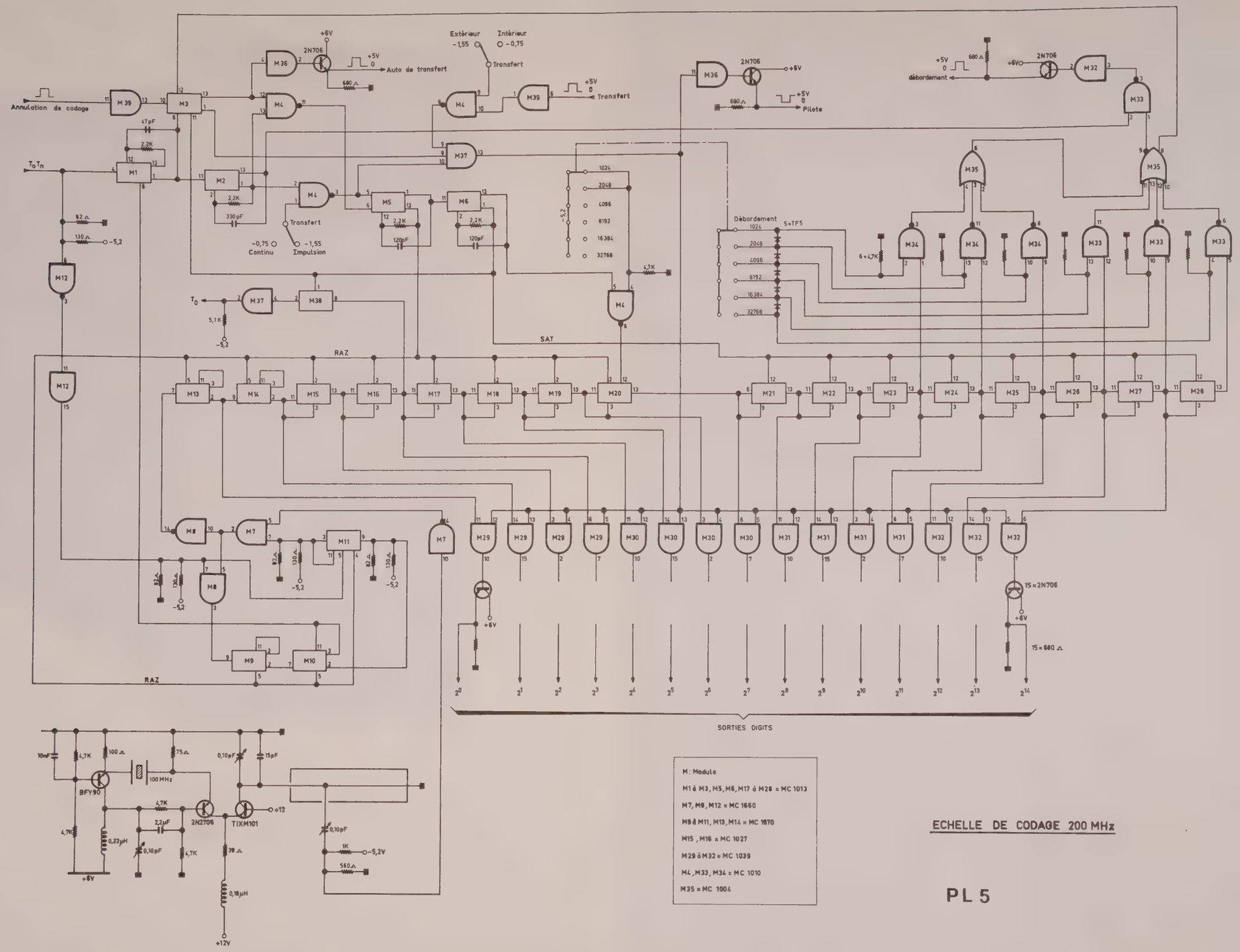

Porte linéaire
TP1
Allongeur_Comparateur
Générateur d'échelon
U
Source de tension
TP5
TP4
Sélecteur monocanal
Logique de Coordination
Circuit de décharge
Lente
Rapide
PL 2
Convertisseur amplitude_temps
J10
J11
To
Tn
T'o
I
Générateur de courant constant
Oscillateur
Mise en phase To
Bistable
2°
2ⁿ
RAZ
Bascule
Mise en phase Tn
Registre adresse
Echantillonnage
Logique de coordination
Echelle de codage


J1 AC IN
J2 DC IN
J3 COINC.
J4 DELAYED COINC
J5 INHIBIT
J6 RESET
J7 EXT SAMPL
J8 DEAD TIME
J9 DISCRI OUT
J10 te th OUT
J11 IN te
S1 A
S1 B
S2 A
S2 B
S3 MODE COINCIDENCE
S4
TP1
TP2
TP3
TP4
TP5
TP6
TP7
LOGIC THRESHOLD
THRESHOLD
UPPER
LOWER
M1
M2
M3
M4
M5 µA710
M6
M7 µA710
M8
M9
M10
M11 µA710
M12
M13
M14
MC 1004 : M2 M8
MC 1010 : M4 M12
MC 1013 : M1 M3 M6 M9 M10 M14
MC 1026 : M13
NOTA: les entrees non utilisees sont toutes reunies au -5,2v

PL 3


OUT ADDRESS OVERFLOW
IN RESET
OUT READY TO TRANSFERT
IN TRANSFERT
OUT SINGLE CHANNEL
PILOT
S1 TRANSFERT
S2 TRANSFERT
S3
RAZ
ECHANTILLONAGE
DIGITS
OUT T'o
IN T'o Tn
Y1 100 MHz
L1 0,47µH
L3 22µH
CR6 1N3189
CR7 1N3189
MC 1004 : M1
MC 1010 : M3, 11, 12, 33, 34, 35
MC 1013 : M4, 5, 6, 13, 14, 15, 18 à 28, 32
MC 1023 : M7, 8, 9, 36
MC 1026 : M2
MC 1027 : M10, 16, 17, 29 à 31
NOTA : les entrées non utilisées sont toutes réunies au -5,2v

PL 4



ECHELLE DE CODAGE 200 MHz

PL 5

PLANCHE 6

Vue d'ensemble du convertisseur analogique-numérique sous sa forme industrielle

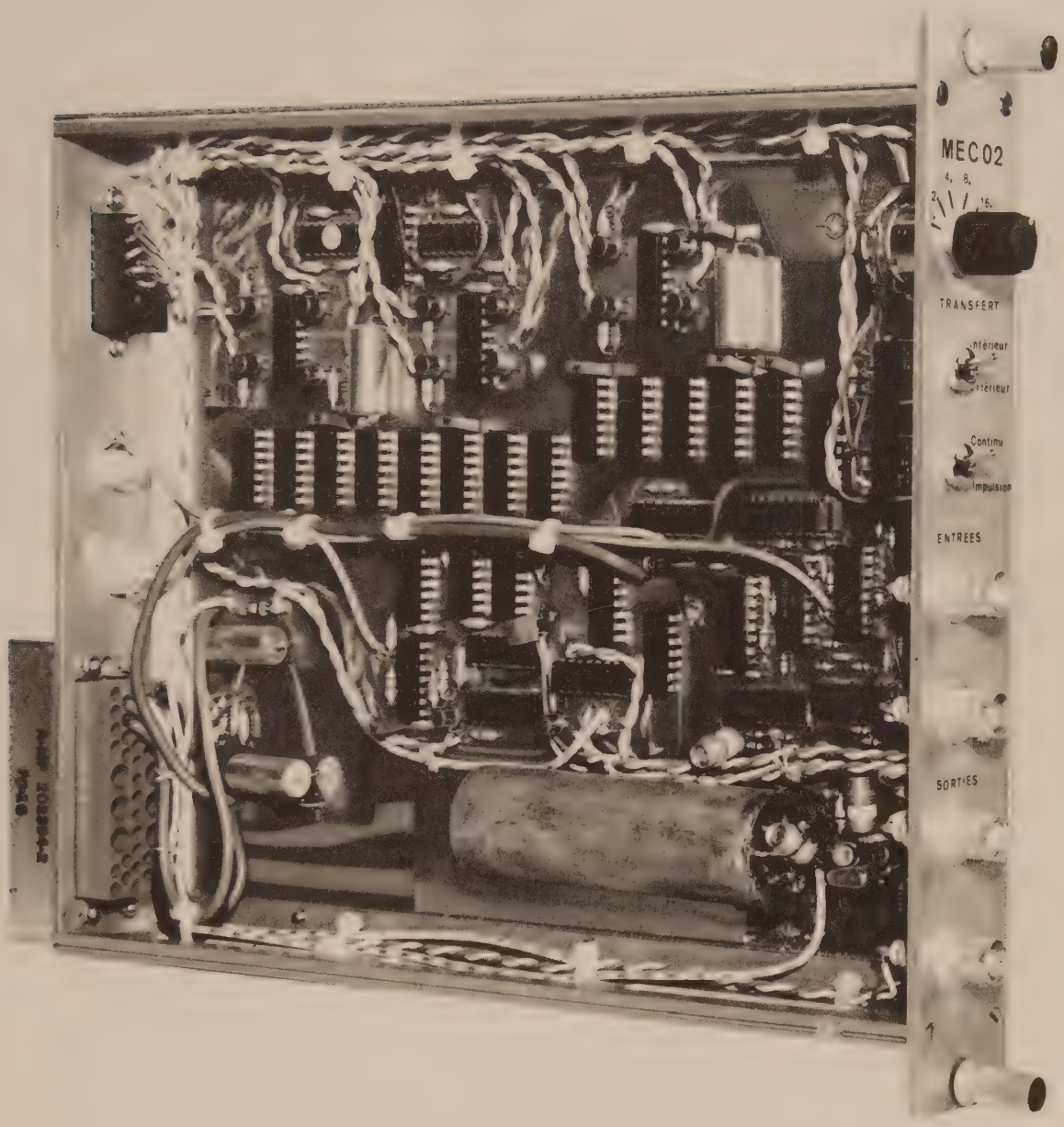
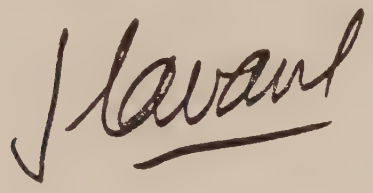


PLANCHE 7
Echelle de codage à 200 MHz ou 300 MHz

Vu et Approuvé
PARIS, le 31 janvier 1972
Le responsable du service des thèses



J. CHAVANT